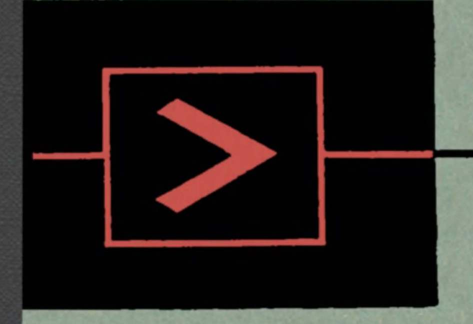
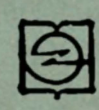
УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ





Г. С. ЦЫКИН

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 672

Г. С. ЦЫКИН

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Издание второе, переработанное



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1969

6Ф2.12
Ц 93
УДК 621.375

Цыкин Г. С.

Ц93 Усилители электрических сигналов, изд. 2-е, переработ., М., «Энергия», 1969.
384 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 672).

Книга знакомит с принципами построения схем современных усилителей электрических сигналов. В ней рассматриваются наиболее употребительные схемы усилительных каскадов и усилительных устройств, даются необходимые расчетные формулы и методические указания по расчету, приводятся примеры практических расчетов.
Рассчитана книга на радиолюбителей, имеющих образование в объеме средней школы.

3-4-5
361-69

ЦЫКИН ГЕОРГИЙ СЕРГЕЕВИЧ

Усилители электрических сигналов

Редактор *Т. В. Жукова* Технический редактор *Т. Н. Царева*
Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 29/X-1967 г. Подписано к печати 29/II-1968 г. Т-00081.
Формат 84×108$^1/_{32}$ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 20,16. Уч.-изд. л. 26,4
Тираж 75 000 экз. Цена 1 р. 21 к. Зак. 1526.

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга является учебником по усилителям электрических сигналов для радиолюбителей и входит в учебную серию массовой радиобиблиотеки.

Для усвоения излагаемых в книге сведений читатель должен иметь подготовку по математике, физике и электротехнике в объеме средней школы, а по радиотехнике — в объеме, изложенном в предыдущих учебниках для радиолюбителей.

Основное внимание в книге уделяется ознакомлению читателя с современными схемами усиления электрических сигналов, пояснению принципа их действия, объяснению физических процессов в схемах, технической и экономической оценке различных схем и способам их расчета.

Для облегчения усвоения материала и приобретения практических навыков по расчету схем в тексте приводится большое количество практических примеров расчета, включая примеры конструктивного расчета трансформаторов. Все дополнительные сведения, необходимые для расчетов, — практические данные, таблицы, графики, даются здесь же.

Цель книги — ознакомить читателя с современным состоянием усилительной техники, схемами усилительных каскадов и многокаскадными усилителями различного назначения, дать необходимый теоретический и практический материал для полного электрического расчета многокаскадных усилителей, привить читателю практические навыки по расчету, проверке и наладке усилителей.

Транзисторные усилители здесь рассматриваются параллельно с ламповыми на основании общей теории, однако практические рекомендации по расчету и примеры расчетов для ламповых и транзисторных схем даны отдельно вследствие значительных различий между ними.

Излагаемый в тексте материал включает в себя ряд дополнительных вопросов, имеющих большое практическое значение для проектирования многокаскадных усилителей — например, методику взаимной коррекции каскадов в широкополосных усилителях гармонических и импульсных сигналов, расчет допустимой пульсации источников питания усилителей, способ расчета развязывающих фильтров

по допустимым дополнительным частотным или переходным искажениям и т. д.

Для того чтобы радиолюбитель мог произвести конструктивный расчет трансформаторов усилителя, не нуждаясь в дополнительных источниках, в книгу включена специальная глава, содержащая весь необходимый материал (гл. 10). Для этой же цели в приложении приведены основные данные медных обмоточных проводов и трансформаторных сердечников наименьшего веса и наименьшей стоимости, а также таблицы номиналов непроволочных резисторов и перевода децибел в относительные величины.

В настоящее издание книги внесены дополнения и изменения, диктуемые современным уровнем усилительной техники.

Отзывы по книге следует направлять по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10, издательство «Энергия», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

В современной технике часто возникает необходимость усиливать слабые электрические колебания с сохранением их формы.

Усиливаемые электрические колебания называют *электрическими сигналами* или просто *сигналами*, а устройства, усиливающие сигналы,— *усилителями электрических сигналов*, или просто *усилителями*.

Усиление сигналов производят в усилителе при помощи *усилительных элементов*, получающих электрическую энергию от источника питания и преобразующих ее в энергию усиливаемых сигналов. Таким образом, усилительные элементы являются своеобразными управляющими устройствами.

Усилители имеют очень широкое применение; без них невозможно звуковое кино, проводное вещание, телевидение, радиосвязь, дальняя проводная связь, радиовещание, радиолокация, радионавигация, радиоизмерения. Кроме того, усилители используются почти во всех областях промышленности, техники и науки; их применяют в автоматике, телемеханике, следящих, управляющих и регулирующих устройствах, счетно-решающих и вычислительных машинах, в аппаратуре ядерной физики и аппаратуре исследования космического пространства, аппаратуре геологической разведки, точного времени, химического анализа, медицинской, музыкальной аппаратуре и многих других случаях.

1-2. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилители подразделяют на ряд типов по различным признакам. По роду усиливаемых сигналов их делят на два типа: *усилители гармонических сигналов* и *усилители импульсных сигналов*.

Усилители гармонических сигналов или, короче, гармонические усилители, предназначены для усиления гармонических сигналов, т. е. периодических сигналов различной величины и формы, гармонические составляющие которых изменяются сравнительно медленно (много медленнее длительности устанавливающихся процессов в усилителе). К таким усилителям относятся микрофонные усилители, магнитофонные усилители, усилители звукового кино, усилители воспроизведения граммофонной записи, радиовещательные усилители и ряд других.

Усилители импульсных сигналов или, короче, импульсные усилители, предназначены для усиления импульсных периодических и непериодических сигналов различной величины и формы. Устанавливающиеся процессы в таких усилителях должны протекать очень быстро, значительно быстрее времени установления фронтов усиливаемых импульсов. К импульсным усилителям относятся усилители радиолокационных устройств, усилители сигналов телевизионного изображения (видеоусилители), усилители импульсных систем связи, усилители счетно-решающих устройств, усилители многих систем регулирования и управления и т. д.

По полосе усиливаемых частот усилители делят на:

усилители переменного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от низшей рабочей частоты $f_н>0$ до высшей рабочей частоты $f_в$, но не усиливающие постоянную составляющую сигналов.

Усилители постоянного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от нуля ($f_н=0$) до высшей рабочей частоты $f_в$, усиливающие как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Усилители высокой частоты (УВЧ), усиливающие модулированные сигналы высокой частоты, например электрические колебания радиочастоты, принимаемые антенной радиоприемника.

Усилители низкой частоты (УНЧ), усиливающие электрические колебания первичного непреобразованного сигнала. Свое название, в настоящее время нередко не соответствующее полосе рабочих частот, УНЧ получили в начале развития усилительной техники, когда частоты первичных сигналов не превышали нескольких килогерц (речь, музыка, телеграфные сигналы).

По характеру зависимости коэффициента усиления усилителя от частоты различают:

Резонансные усилители, у которых усиление изменяется с частотой сигнала по кривой, связанной с законом изменения сопротивления параллельного резонансного контура.

Полосовые усилители, у которых усиление почти постоянно в определенной узкой полосе частот и резко падает за ее пределами; резонансные усилители и полосовые усилители с узкой полосой рабочих частот также называют *избирательными* или *селективными* усилителями.

Широкополосные усилители, усиливающие очень широкую полосу частот, порядка нескольких мегагерц и больше.

Если подводимые к усилителю сигналы усиливаются им без преобразования их частоты, усилитель называют *усилителем прямого усиления;* если же частоты сигналов в усилителе преобразуются, усилитель называют *усилителем с преобразованием.*

По назначению усилители можно разделить на *широковещательные, магнитофонные, измерительные, телевизионные, радиолокационные* и т. д.

По роду применяемых в усилителе усилительных элементов усилители делят на *ламповые, транзисторные, магнитные, диэлектрические* и др. Ламповые и транзисторные усилители называют *электронными усилителями*, так как принцип их действия основан на электронных процессах в вакууме и полупроводнике.

В настоящей книге рассматриваются устройство, принцип действия и основы расчета электронных усилителей различных типов.

1-3. ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Усиление электрических сигналов осуществляется в усилителе посредством специальных устройств, называемых усилительными элементами и обладающих способностью при небольшой затрате энергии на управление управлять энергией во много раз большей. Они получают электрическую энергию от источника питания и преобразуют ее в усиливаемые сигналы, являясь, таким образом, управляющими устройствами.

Усилительный элемент вместе с электрическими деталями схемы (резисторами, конденсаторами и т. п.), через которые к нему подводят энергию от источника питания, а также подают и снимают усиливаемые сигналы, называют *усилительным каскадом или каскадом усиления.* Усилительный каскад, представляющий собой одну «ступень» усиления сигнала, иногда содержит несколько усилительных элементов.

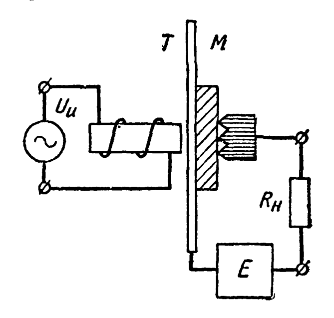


Рис. 1-1. Схема усиления электрических сигналов микротелефонным усилительным элементом.

В настоящее время известно большое количество различных типов усилительных элементов; рассмотрим основные свойства и применение наиболее известных и распространенных их них.

В микротелефонном усилительном элементе мембрана телефонной трубки T жестко связана с мембраной микрофонного капсюля M (рис. 1-1). В цепь микрофонного капсюля включают последовательно источник постоянного тока E с напряжением в несколько вольт и сопротивление нагрузки $R_н$. Если к обмотке поляризованного электромагнита телефонной трубки подвести слабые электрические сигналы, которые требуется усилить, то они заставят колебаться мембрану телефонной трубки, а следовательно, и связанную с ней мембрану микрофонного капсюля. Это вызовет изменение сопротивления угольного порошка микрофонного капсюля, что приведет к появлению усиленных электрических колебаний в цепи нагрузки.

При рациональной конструкции и правильном режиме работы микротелефонный усилительный элемент может усилить мощность подводимых к нему слабых электрических сигналов в несколько десятков раз. Основными достоинствами его являются простота устройства и большой срок службы.

Наряду с указанными достоинствами микротелефонный усилительный элемент обладает серьезными недостатками, основными из которых являются: очень узкая полоса усиливаемых частот (не больше нескольких килогерц даже в специальных конструкциях) и неравномерное их усиление из-за резонансных свойств и большой массы колеблющейся системы; непостоянство усиления и его зависимость от положения элемента; высокий уровень шумов; большие искажения усиливаемых колебаний и т. п. Указанные недостатки привели к тому, что в современных усилителях электрических сигналов микротелефонные усилительные элементы не применяют.

Электровакуумный усилительный элемент представляет собой хорошо известную вакуумную электронную лампу.

Принцип усиления электрических сигналов электронной лампой поясняется на рис. 1-2, где *Л* — электронная лампа, $E_а$ — источник питания цепи анода, подключаемый положительным полюсом к аноду лампы и отрицательным к ее катоду, $E_н$ — источник питания цепи накала, $E_с$ — источник смещения, задающий на сетку лампы необходимый начальный отрицательный потенциал, $U_н$ — источник усиливаемых сигналов, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Изменение напряжения между сеткой и катодом лампы от воздействия подводимых сигналов вызывает изменение анодного тока лампы $i_а$. Изменяющийся анодный ток, проходя через сопротивление нагрузки $R_н$, создает на нем изменяющееся падение напряжения и выделяет здесь мощность усиленных сигналов, повторяющих по форме сигналы, подводимые к цепи сетка — катод.

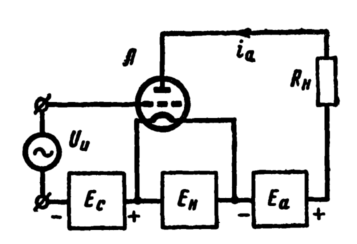


Рис. 1-2. Схема усиления электрических сигналов электронной лампой.

При правильном режиме работы электронная лампа может усиливать мощность подводимых к ней электрических сигналов в десятки тысяч раз и выше (иногда до нескольких миллионов раз). Помимо большого усиления, достоинствами электронной лампы являются: очень широкая полоса усиливаемых частот, простирающаяся от нуля герц (от постоянного тока) до сотен и даже тысяч мегагерц в лампах специальных конструкций; нечувствительность к изменению температуры окружающей среды и другим внешним воздействиям; высокое постоянство усилительных свойств; малые искажения усиливаемых сигналов; малый уровень шумов; высокое входное сопротивление, облегчающее задачу передачи усиленных сигналов от одного усилительного каскада к другому; большой диапазон отдаваемой в нагрузку мощности (от долей микроватта до сотен и даже тысяч киловатт). К недостаткам лампы можно отнести: сравнительно небольшой срок службы (обычно от нескольких сотен до нескольких тысяч часов); наличие цепи накала, требующей специального источника питания и потребляющей значительную энергию, а также требующей определенного времени для прогрева лампы при ее включении (от долей секунды до десятков секунд); сравнительно высокое напряжение источника анодного питания (от нескольких десятков вольт до 10—15 *кв*).

Наиболее известным и распространенным *полупроводниковым усилительным элементом* является полупроводниковый триод (транзистор). Принцип усиления электрических сигналов транзистором пояснен на рис. 1-3. Здесь *Т* — транзистор, $E_к$ — источник питания выходной цепи, $E_б$ — источник смещения входной цепи, задающий необходимое начальное напряжение или ток смещения во входную цепь; $U_и$ — источник усиливаемых сигналов, $R_н$ — сопротивление нагрузки. Небольшие изменения тока в цепи база — эмиттер транзистора, вызываемые подводимыми к этой цепи сигналами, вызывают во много раз увеличенные изменения тока в цепи коллектора. Изменяющийся ток коллектора, проходя через сопротивление на-

грузки, создает на нем падение напряжения и выделяет в нем мощность усиленных сигналов, повторяющих по форме сигналы, подводимые к транзистору.

Полярность источника питания и смещения, указанная на рис. 1-3, относится к транзисторам типа *p-n-p*, являющимися наиболее распространенными. Поэтому все основные схемы транзисторных усилительных каскадов, приводимые в настоящей книге, и полярность их источников питания даны для транзисторов этого типа. При транзисторах типа *n-p-n* полярность источника питания и смещения изменяют на обратную (см., например, рис. 6-29).

При наивыгоднейшем режиме работы хороший транзистор может усилить мощность подведенных к нему электрических сигналов в десятки тысяч раз, лишь немного уступая в этом отношении электронной лампе. Большими преимуществами транзисторов по сравнению с лампами являются: отсутствие цепи накала, исключающее источник питания этой цепи и время прогрева, что приводит к почти мгновенной готовности усилителя к работе после включения питания; очень большой срок службы (многие десятки тысяч часов при правильной эксплуатации), связанная с этим высокая надежность работы, превышающая надежность работы электронной лампы; меньшая мощность, потребляемая от источников питания (иногда в десятки и даже в сотни раз); меньшие размеры и вес; малая чувствительность к сотрясениям и ударам. Вследствие указанных достоинств транзисторы все шире используют вместо электронных ламп.

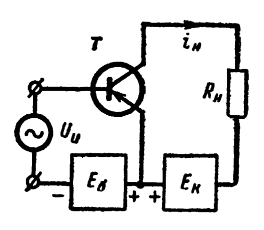


Рис. 1-3. Схема усиления электрических сигналов транзистором.

Основными недостатками транзисторов по сравнению с электронными лампами пока еще являются: сильное влияние температуры на свойства, больший разброс параметров, более низкое входное сопротивление, что затрудняет передачу усиленных сигналов от предыдущего каскада к последующему, меньшая максимальная выходная мощность.

Принцип действия *сверхпроводникового усилительного элемента*, называемого иначе *криотроном*, основан на том, что изменение напряженности магнитного поля меняет температуру перехода вещества в сверхпроводящее состояние. Простейший криотрон представляет собой тонкую проволочку или пленку из сверхпроводящего материала, окруженную управляющей обмоткой. Охладив проволочку до температуры ее перехода в сверхпроводящее состояние, пропускают ток усиливаемого сигнала через управляющую обмотку. Возникающее при этом переменное магнитное поле изменяет сопротивление сверхпроводящей проволочки, включив которую последовательно с источником питания и нагрузкой, получают в последней усиленный сигнал.

К достоинствам криотрона относятся малые размеры и малая мощность питания, большой срок службы, более низкий уровень собственных шумов по сравнению с электронной лампой и транзистором. Его недостатком является необходимость охлаждения до температуры наступления сверхпроводимости, которая для известных в настоящее время сверхпроводящих материалов превышает тем-

пературу абсолютного нуля (—273° С) лишь на несколько единиц или десятков градусов. Это требует использования сложных и дорогих охлаждающих агрегатов, почему криотроны пока не находят широкого применения.

В простейшем *усилительном элементе с туннельным диодом* последовательно с туннельным диодом *ТД* (рис. 1-4, *а*) включены: источник постоянного питающего напряжения *E*, источник усиливаемых сигналов с амплитудой напряжения $U_с$ и сопротивление нагрузки *R*, величина которого немного меньше отрицательного сопротивления туннельного диода в точке покоя. При расположении точки покоя *O* около середины падающего участка характеристики туннельного диода и отсутствии сигнала нагрузочная прямая схемы

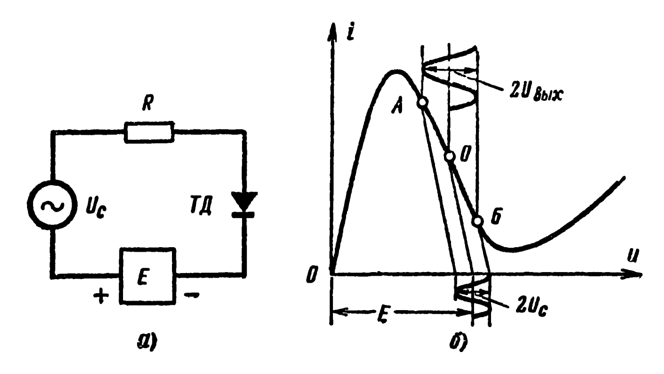


Рис. 1-4. Усиление электрических сигналов с помощью туннельного диода.

а — принципиальная схема; *б* — вольт-амперная характеристика диода и нагрузочные прямые.

пересечет характеристику диода в точке покоя под углом, близким к углу наклона падающей части характеристики (средняя наклонная прямая на рис. 1-4, *б*). При размахе напряжения сигнала 2 $U_с$ нагрузочная прямая будет перемещаться, не изменяя наклона, на эту величину вдоль горизонтальной оси, в результате чего точка ее пересечения с характеристикой диода также будет перемещаться.

Из рисунка видно, что при этом размах напряжения 2 $U_{вых}$ на зажимах диода, а, следовательно, и нагрузки, может во много раз превышать размах входного сигнала, а поэтому выделяемая в нагрузке *R* мощность сигнала будет много больше мощности, отдаваемой источником сигнала.

Однако получить от схемы такого вида большое и устойчивое усиление трудно, а поэтому усилительные элементы рассмотренного типа с туннельным диодом пока также не нашли широкого применения.

Магнитный усилительный элемент, называемый более кратко магнитным усилителем, изображен на рис. 1-5, *а*. Здесь на сердечнике из магнитного материала размещено несколько обмоток. Источник постоянного смещения $E_с$, присоединенный к обмотке *1*, расположенной на среднем стержне сердечника, сдвигает начальную точку кривой намагничивания на сгиб характеристики намагни-

чивания материала сердечника. Усиливаемые сигналы подводят к управляющей обмотке *2*, расположенной также на среднем стержне. При таком положении исходной точки кривой намагничивания ток сигнала ($i_и$ на рис. 1-5, *б*) сильно изменяет магнитную проницаемость сердечника, а, следовательно, и индуктивность управляемых обмоток *3*, расположенных на крайних стержнях сердечника. В результате изменяется по величине переменный ток $i_п$ источника питания $E_п$, текущий через управляемые обмотки (рис. 1-5, *б*). Промодулированный сигналом ток $i_п$ выпрямляется детектором *Д* (ток $i_д$ на рис. 1-5, *б*) и после отфильтровывания фильтром *Ф* токов частоты

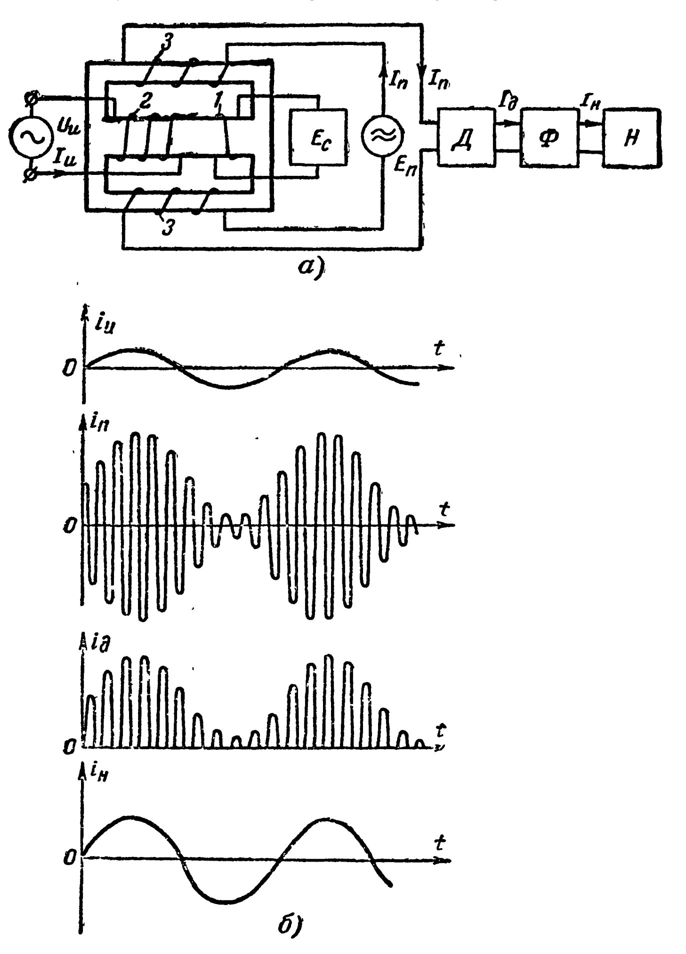


Рис. 1-5. Усиление электрических сигналов магнитным усилителем.

а — принципиальная схема; *б* — форма тока в различных местах схемы.

источника питания и ее высших гармоник и компенсации постоянной составляющей приобретает форму усиливаемых сигналов и поступает в нагрузку *Н* (ток $i_н$ на рис. 1-5, *б*).

К достоинствам магнитных усилителей относятся: большое усиление (того же порядка, что и у электронной лампы); мгновенная готовность к работе; нечувствительность к сотрясениям; высокая надежность работы и практически неограниченный срок службы. Их недостатком является сложность схемы и необходимость иметь источник питания переменного тока с частотой, по крайней мере в несколько раз превышающей наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Указанные свойства делают применение магнитных усилителей очень удобным в тех случаях, когда наивысшая частота усиливаемых сигналов не превосходит нескольких десятков или сотен герц.

При этом отпадает надобность в специальном источнике питания высокой частоты, так как для питания может быть использована непосредственно сеть переменного тока нормальной (50 *гц*) или повышенной частоты (400—2 000 *гц*). Поэтому магнитные усилители широко используются в схемах стабилизаторов тока и напряжения, в устройствах автоматического регулирования, а также в системах управления и контроля современных судовых, авиационных, ракетных и артиллерийских механизмов и т. п., где частоты усиливаемых сигналов невелики.

Диэлектрический усилительный элемент (диэлектрический усилитель) содержит конденсаторы из материала, диэлектрическая проницаемость которого зависит от напряженности электрического поля (например, из титаната бария). Электрическая емкость таких нелинейных конденсаторов зависит от приложенного к ним напряжения.

Используя вместо сердечника с обмотками нелинейные конденсаторы можно усилить электрические сигналы способом, сходным с показанным на рис. 1-5. От воздействия напряжения усиливаемых сигналов нелинейные конденсаторы будут изменять свою емкость; это будет модулировать ток питания $i_п$, создаваемый источником питания. Выпрямив и отфильтровав модулированный ток и направив в его нагрузку, получают в последней усиленные сигналы.

Диэлектрические усилители имеют достоинства и недостатки, в основном аналогичные достоинствам и недостаткам магнитных усилителей. Однако питать их непосредственно от сети переменного тока неудобно даже при малых частотах усиливаемых сигналов, так как это требует применения нелинейных конденсаторов очень больших емкостей, изготовление которых затруднительно. Поэтому диэлектрические усилители указанного типа почти не имеют применения.

Рассмотренные выше усилительные элементы могут усиливать электрические сигналы с частотой от нуля (постоянный ток) до наивысшей, определяемой физическими и электрическими свойствами устройства. Уровень собственных шумов усилительного элемента определяется принципом его действия, и для рассмотренных устройств, за исключением криотрона, оказывается довольно высоким. Поэтому рассмотренные выше усилительные элементы непригодны для усиления очень слабых электрических сигналов, лежащих ниже уровня собственных шумов устройства, так как такие сигналы будут заглушены собственными шумами.

Отсюда видно, что для усиления чрезвычайно слабых сигналов необходимы усилительные устройства, обладающие очень низким

уровнем собственных шумов; по этой причине в системах дальней и сверхдальней космической связи, аппаратуре управления и связи с ракетами и спутниками дальнего действия, радиолокационной и радиоастрономической аппаратуре большого радиуса действия используют особые способы усиления электрических сигналсв. Наиболее употребительными из них являются параметрический и квантовомеханический усилители.

Примером усилительного устройства, работающего на параметрическом принципе, является диодный параметрический усилитель. Для пояснения принципа его действия напомним, что энергия, запасенная заряженным до напряжения U конденсатором, имеющим емкость C, определяется выражением

$$W = 0,5CU^2.$$

Если обкладки заряженного конденсатора, отключенного от внешней цепи, раздвинуть настолько, чтобы его емкость C уменьшилась вдвое, то вследствие сохранения заряда напряжение между обкладками конденсатора U возрастет в два раза. Из приведенного выше выражения следует, что при этом запасенная конденсатором энергия W увеличится вдвое; последнее объясняется тем, что при раздвижении притягивающихся друг к другу обкладок затрачивается механическая энергия, преобразующаяся в электрическую.

Введем в цепь, к которой подведен слабый синусоидальный сигнал, конденсатор с раздвигающимися обкладками, и будем раздвигать обкладки в моменты, когда синусоида проходит через максимум, и сдвигать их при прохождении сигнала через нуль; при этом сигнал в цепи окажется усиленным. В диодном параметрическом усилителе в качестве конденсаторов с изменяющейся емкостью используются специальные полупроводниковые диоды, емкость между электродами которых сильно зависит от приложенного в диоду напряжения. Изменение емкости диодов здесь осуществляют не механическим путем, а подачей на электроды диода напряжения «накачки» большой величины, с частотой в простейшем случае вдвое превышающей частоту усиливаемых сигналов. Усиление сигналов в этом случае происходит за счет энергии источника «накачки», являющегося здесь источником питания.

Недостатком диодных параметрических усилителей является необходимость иметь источник напряжения накачки с частотой, превышающей частоту усиливаемых сигналов, и сравнительно неширокая полоса усиливаемых частот. Их достоинством является низкий уровень собственных шумов даже при отсутствии охлаждения, что объясняется тем, что тепловые шумы в усилительном устройстве создаются активной составляющей его сопротивления, а полупроводниковые усилительные диоды имеют почти чисто реактивное (емкостное) сопротивление при очень малой активной составляющей. Дальнейшее снижение собственных шумов параметрического усилителя может быть осуществлено охлаждением диодов и деталей схемы хотя бы до температуры жидкого воздуха. Диодные параметрические усилители как с охлаждением, так и без него используются обычно для усиления слабых сигналов с частотой порядка сотен мегагерц и выше.

Примером усилительного устройства, работающего на квантовомеханическом принципе, являются молекулярные усилители. Их принцип действия основан на том, что в определенных условиях молекулы вещества, пролетая в электромагнитном поле, образован-

ном высокочастотным источником питания, могут поглощать часть энергии этого поля; поглощенная молекулами энергия затем отдается ими в нагрузку уже на частоте усиливаемых сигналов, осуществляя тем самым усиление. Молекулярные и другие квантовомеханические усилительные устройства сложны в выполнении, обычно требуют применения сильных магнитных полей и охлаждения до очень низких температур (порядка температуры жидкого гелия), усиливают довольно узкую полосу частот, но имеют наименьший уровень собственных шумов в известных в настоящее время усилительных устройствах. Их используют обычно для усиления очень высоких частот — порядка тысяч и десятков тысяч мегагерц.

Несмотря на сравнительно высокий уровень собственных шумов (в обычных условиях порядка долей микровольта) транзисторы и электронные лампы в настоящее время являются наиболее совершенными и универсальными усилительными устройствами. Они дают большое усиление в широкой полосе частот, имеют простые схемы включения, большой срок службы, не требуют какой-либо наладки или настройки в эксплуатации. По этим причинам транзисторные и ламповые усилители в настоящее время являются наиболее распространенными и широко применяемыми; их схемы, принцип действия, свойства и расчет составляют содержание настоящей книги.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЯ

2-1. ВЫХОДНЫЕ И ВХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Свойства усилителя характеризуются его показателями, основными из которых являются: выходные и входные данные; коэффициент усиления и коэффициент полезного действия; частотная, фазовая и переходная характеристики; амплитудная характеристика, динамический диапазон и уровень собственных помех; нелинейные искажения.

К *выходным* данным относятся: номинальное (заданное техническими требованиями) выходное напряжение $U_{вых}$ или выходная мощность P_2, отдаваемые усилителем при работе на заданную нагрузку, а также выходное сопротивление усилителя $Z_{вых}$, характеризующее изменение напряжения сигнала на выходе при изменении сопротивления нагрузки. Нагрузкой усилителя обычно является сопротивление R_2, которое в рабочей полосе частот можно считать активным, или емкость C_2. Если нагрузкой служит активное сопротивление R_2, то выходное напряжение, ток и мощность связаны соотношениями

$$U_{вых} = I_{вых} R_2; \quad P_2 = I_{вых} U_{вых} = I^2_{вых} R_2 = \frac{U^2_{вых}}{R_2}.$$

К *входным* данным относятся: номинальное входное напряжение $U_{вх}$ или входной ток $I_{вх}$, при которых усилитель отдает заданное техническими требованиями выходное напряжение или мощность в нагрузку, и входное сопротивление усилителя $Z_{вх}$. Нередко в рабочей полосе частот входное сопротивление усилителя можно считать активным и равным $R_{вх}$; в этом случае входное напряжение, ток и входная мощность $P_{вх}$ связаны соотношениями:

$$U_{вх} = I_{вх} R_{вх}; \quad P_{вх} = I_{вх} U_{вх} = I^2_{вх} R_{вх} = \frac{U^2_{вх}}{R_{вх}}.$$

К входным данным также можно отнести э. д. с. источника входного сигнала $U_и$ и его внутреннее сопротивление $Z_и$.

2-2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Коэффициентом усиления напряжения или просто *коэффициентом усиления* усилителя K называют отношение установившегося значения напряжения сигнала на выходе усилителя $U_{вых}$ к напря-

жению сигнала на его входе $U_{вх}$

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \qquad (2\text{-}1)$$

Коэффициент усиления, вычисленный по формуле (2-1) представляет собой отвлеченное число. На практике коэффициент усиления нередко выражают в логарифмических единицах — децибелах, для чего используют выражение

$$K_{(дб)} = 20\lg\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 20\lg K. \qquad (2\text{-}2)$$

Обратный переход от $K_{(дб)}$ к K осуществляется при помощи формулы

$$K = 10^{\frac{K_{(дб)}}{20}}. \qquad (2\text{-}3)$$

Так, например, если выходное напряжение усилителя равно 80 *в*, а его входное напряжение составляет 0,05 *в*, то его коэффициент усиления в относительных единицах равен 80 : 0,05 = 1 600, а коэффициент усиления в децибелах будет:

$$K_{(дб)} = 20\lg 1\,600 = 20 \cdot 3{,}2 = 64\ дб.$$

Если, наоборот, известно, что коэффициент усиления в децибелах составляет 38 *дб*, то усилитель дает усиление напряжения сигнала в

$$K = 10^{\frac{38}{20}} = 10^{1,9} = 80\ раз.$$

Существуют и другие логарифмические единицы, в которых может быть выражен коэффициент усиления — неперы. Перевод коэффициента усиления напряжения в неперы и обратно осуществляют по формулам

$$K_{(неп)} = \ln\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \ln K; \quad K = e^{K_{(неп)}},$$

где ln — знак натурального логарифма и *e* — основание натуральных логарифмов. Для перевода коэффициента усиления из децибел в неперы число децибел достаточно разделить на 8,68, а при обратном переводе — помножить на эту величину.

Из-за присутствия в усилителе и его нагрузке реактивных сопротивлений фаза выходного напряжения не совпадает с фазой входного. Поэтому, строго говоря, коэффициент усиления усилителя всегда представляет собой комплексную величину $K = a + jb$, модуль которой $K = \sqrt{a^2 + b^2}$ определяет величину усиления, а аргумент $\varphi = \operatorname{arctg} b/a$ — угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями

В усилительной технике также используют понятия коэффициента усиления тока $K_т$, представляющего собой отношение выходного тока усилителя $I_{вых}$ к его входному току $I_{вх}$ и коэффициента усиления мощности $K_м$, равного отношению выходной мощности усилителя P_2 к его входной мощности $P_{вх}$. Коэффициенты усиления

тока и мощности также могут быть выражены в логарифмических единицах.

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) усилителя $\eta_{ус}$ представляет собой отношение мощности сигнала P_2, отдаваемой усилителем в нагрузку, к суммарной мощности, потребляемой им от источников питания $P_{пит}$,

$$\eta_{ус} = \frac{P_2}{P_{пит}}.$$

Для усилителей большой мощности к. п. д. является одним из важнейших показателей.

2-3. ЧАСТОТНАЯ, ФАЗОВАЯ И ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Так как коэффициент усиления усилителя при изменении частоты изменяется как по модулю, так и по фазе, отдельные гармонические составляющие сигнала, подаваемого на вход усилителя, усиливаются неодинаково и сдвигаются на различное время; обе причины приводят к искажению формы выходного сигнала.

Искажения формы сигнала, вызываемые неодинаковым усилением различных частот, называют *частотными искажениями*; искажения формы, вызываемые сдвигом фазы, вносимым усилителем, называют *фазовыми искажениями*. Как частотные, так и фазовые искажения обусловлены линейными элементами схемы усилителя, т. е. элементами, подчиняющимися закону Ома; поэтому их называют *линейными искажениями.*

Частотные искажения, вносимые усилителем, оценивают по его *частотной характеристике*, представляющей собой зависимость модуля коэффициента усиления от частоты. Частотную характеристику строят в прямоугольных координатах, откладывая по вертикальной оси в линейном масштабе коэффициент усиления в относительных или логарифмических единицах, а по горизонтальной оси — частоту в герцах (или круговую частоту $\omega=2\pi f$) в логарифмическом масштабе (рис. 2-1, *а*). В экспериментально снятых частотных характеристиках по вертикальной оси вместо коэффициента усиления нередко откладывают выходное напряжение $U_{вых}$, имеющее место при подаче на вход постоянного по величине входного напряжения $U_{вх} = \text{const}$ различных частот.

Частотные искажения, вносимые усилителем на какой-либо частоте, оценивают при помощи относительного усиления Y на этой частоте, представляющего собой отношение коэффициента усиления K_i на данной частоте к коэффициенту усиления в области средних частот $K_{ср}$; относительное усиление может быть выражено как в относительных, так и в логарифмических единицах. Определение величины Y и его перевод из относительных единиц в децибелы и обратно производят по выражениям:

$$Y = \frac{K_i}{K_{ср}}; \quad Y_{(дб)} = 20 \lg Y; \quad Y = 10^{\frac{Y(дб)}{20}}. \qquad (2\text{-}4)$$

Значение Y в относительных единицах, равное единице, а в децибелах, равное нулю, соответствует отсутствию частотных искажений.

Логарифмическими единицами особенно удобно пользоваться для определения коэффициента усиления или коэффициента частотных искажений многокаскадного усилителя: в этом случае коэффициенты усиления или коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов не перемножают, как это приходится делать при использовании относительных единиц, а складывают (см. § 9-2).

В расчетных формулах вместо относительного усиления Y удобнее использовать обратную величину, называемую *коэффициентом частотных искажений* и обозначаемую через M:

$$M = \frac{1}{Y} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_i}; \quad M_{(\partial б)} = 20 \lg M; \quad M = 10^{\frac{M_{(\partial б)}}{20}}. \qquad (2\text{-}5)$$

Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя и изменяется в широких пределах. Например, для уси-

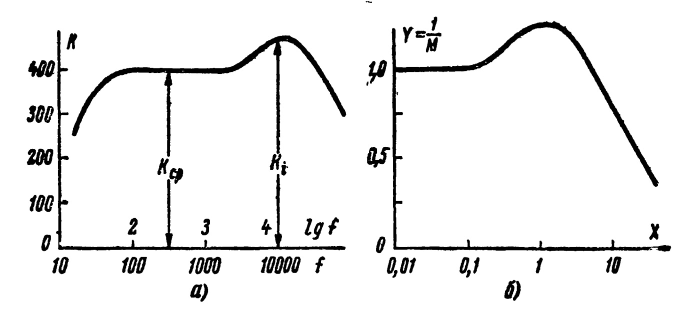


Рис. 2-1. Частотные характеристики усилителя.

а — обычная; *б* — нормированная.

лителей сигналов речи и музыки в рабочей полосе частот допускают частотные искажения от 1 до 6 *дб* в зависимости от качества усилителя и его назначения. Для усилителей измерительных приборов допустимые искажения определяются требуемой точностью измерения и могут составлять десятые и даже сотые доли децибела.

Для практических расчетов удобны нормированные частотные характеристики (рис. 2-1, *б*), в которых по вертикальной оси откладывают относительное усиление Y в линейном масштабе, а по горизонтальной — в логарифмическом масштабе безразмерную величину X, пропорциональную частоте и связанную с электрическими данными схемы (нормированную частоту).

Вносимые усилителем фазовые искажения оценивают по его *фазовой характеристике*, представляющей собой зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями усилителя от частоты. Для удобства оценки фазовых искажений фазовую характеристику усилителя строят отдельно для нижних и верхних частот (сплошные линии на рис. 2-2, *а* и *б*). По вертикальной оси здесь откладывают угол сдвига фазы φ между выходным и входным напряжением в градусах, а по горизонтальной — частоту f в герцах или круговую частоту ω; масштаб по обеим осям берут линейный.

Если фазовая характеристика усилителя прямолинейна и проходит через начало координат, усилитель не вносит фазовых искажений, так как при этом все гармонические составляющие сложного сигнала сдвигаются усилителем на одно и то же время, и форма выходного сигнала не отличается от формы входного. Поэтому вносимые усилителем на какой-либо частоте f_i фазовые искажения оценивают по величине угла, заключенного между проходящей через начало координат касательной к фазовой характеристике (штриховые прямые на рис. 2-2, *а* и *б*) и фазовой характеристикой. В области верхних частот фазовые искажения Φ оказываются много меньше угла сдвига фазы φ, вносимого усилителем (рис. 2-2, *б*); в области нижних частот фазовые искажения Φ равны углу сдвига фазы φ (рис. 2-2, *а*).

Исследования показали, что сдвиг фазы гармонических составляющих сложного периодического сигнала на слух практически не ощущается, несмотря на то, что при этом искажается его форма. Поэтому в усилителях звуковых сигналов (речи и музыки) фазовые искажения обычно не ограничивают. В усилителях для электронных осциллоскопов фазовые искажения приводят к отличию изображения на экране от действительной формы электрического колебания. Сдвиг фазы основной частоты сложного колебания на 7°—10° заметно искажает его форму, вследствие чего в усилителях высококачественных осциллоскопов в области нижних частот допускают фазовые искажения не больше 3—5°. Фазовые искажения в области верхних частот меньше отражаются на форме изображения и в указанных усилителях допускаются до 20—30°.

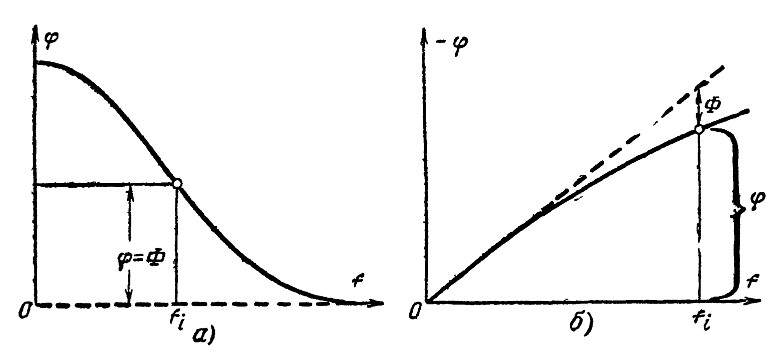


Рис. 2-2. Фазовые характеристики усилителя.

а — для нижних частот; *б* — для верхних частот.

В некоторых случаях удобной оказывается *частотно-фазовая характеристика* (рис. 2-3), объединяющая в себе как частотную, так и фазовую характеристики усилителя. Строят эту характеристику так: через начало координат O под углом φ_i, равным углу сдвига фазы, вносимому усилителем на той частоте, для которой откладывают данную точку, проводят прямую. На этой прямой в масштабе горизонтальной оси откладывают от точки O значение модуля коэффициента усиления K_i для данной частоты; точка, соответствую-

щая концу отрезка, и является точкой частотно-фазовой характеристики для данной частоты. Отложив таким образом ряд точек для других значений частоты, соединяют отложенные точки плавной линией, которая и представляет собой частотно-фазовую характеристику. Положительные значения угла φ откладывают от горизонтальной оси против часовой стрелки, а отрицательные — по часовой стрелке.

В усилителях импульсных сигналов для оценки искажений усиливаемых импульсов используют *переходную характеристику*, представляющую собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения $u_{вых}$ от времени t, имеющую место при подаче на вход усилителя мгновенного скачка напряжения (рис. 2-4, *а*). Для практических расчетов удобны нормированные переходные характеристики, в которых по вертикальной оси откладывают отношение y мгновенного значения выходного напряжения к его значению по окончании процесса установления фронта импульса, а по горизонтальной оси — безразмерную величину x, пропорциональную времени (нормированное время).

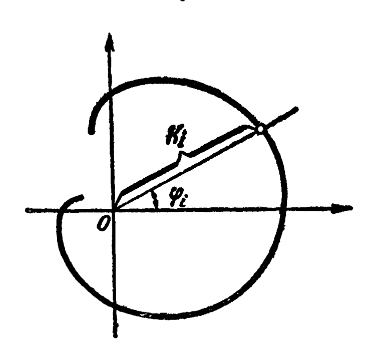


Рис. 2-3. Частотно-фазовая характеристика.

Из-за присутствия в усилителе емкостей и индуктивностей закон изменения его выходного напряжения отличается от подаваемого на вход прямоугольного скачка, а поэтому при усилении импульсов усилитель искажает их форму. Эти искажения называют *переходными искажениями*. Переходные искажения делят на три основных вида: наклон фронта импульса, выброс фронта и искажения плоской вершины. Так же как частотные и фазовые искажения, они являются линейными искажениями.

Для удобства оценки переходных искажений и упрощения расчетов переходную характеристику рассматривают в двух масштабах времени: в сильно растянутом (*переходная характеристика в области малых времен*, рис. 2-4, *б*) и в сильно сжатом (*переходная характеристика в области больших времен*, рис. 2-4, *в*, *г*).

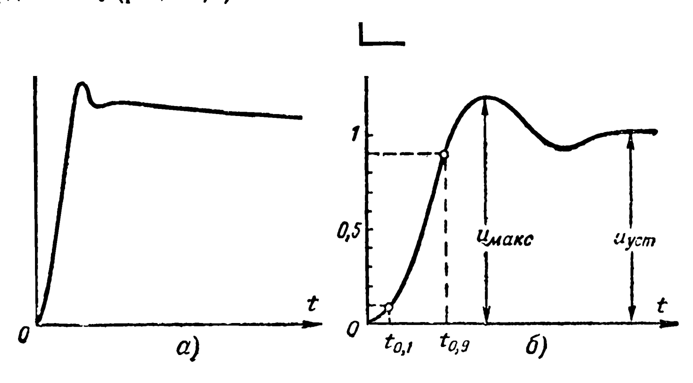
Наклон фронта импульса оценивают *временем установления* $t_у$, выражаемым в секундах или долях секунды и представляющим собой время, в течение которого ордината переходной характеристики в области малых времен нарастает от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения (рис. 2-4, *б*):

$$t_у = t_{0,9} - t_{0,1}\,. \qquad (2\text{-}6)$$

Выброс фронта δ оценивают в относительных (безразмерных) единицах или процентах как отношение разности максимальной $u_{макс}$ и полученной после установления фронта $u_{уст}$ ординат переходной характеристики в области малых времен к $u_{уст}$ (рис. 2-4, *б*):

$$\delta = \frac{u_{макс} - u_{уст}}{u_{уст}} = \frac{u_{макс}}{u_{уст}} - 1; \quad \delta_{\%} = 100\delta. \qquad (2\text{-}7)$$

Искажения плоской вершины Δ оценивают также в относительных единицах или процентах как отношение разности максимальной $u_{макс}$ и минимальной $u_{мин}$ ординат переходной характеристики в области больших времен за время действия T импульса к начальной ординате u_0 (рис. 2-4, *г*):



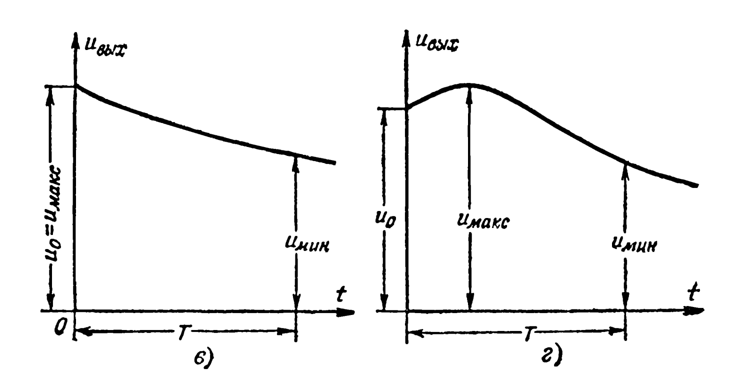


Рис. 2-4. Переходные характеристики.

а — общая; *б* — в области малых времен; *в* и *г* — в области больших времен.

$$\Delta = \frac{u_{макс} - u_{мин}}{u_0}; \quad \Delta_{\%} = 100\Delta. \tag{2-8}$$

При монотонно падающей переходной характеристике в области больших времен (рис. 2-4, *в*) искажения плоской вершины называют спадом вершины или просто спадом и оценивают их также по формуле (2-8), заменив в ней $u_{макс}$ на u_0.

2-4. АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА, ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН И СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ

Амплитудная характеристика усилителя представляет собой зависимость установившегося значения выходного напряжения от входного. В рабочей области входных напряжений она обычно прямолинейна, а при входных напряжениях, превышающих расчетные, искривляется из-за перегрузки усилительных элементов. При очень малых входных напряжениях она отклоняется от прямой, проходящей через начало координат (рис. 2-5), вследствие наличия собственных шумов усилителя, из-за которых при отсутствии входного напряжения напряжение на выходе оказывается равным не нулю, а напряжению собственных шумов $U_ш$.

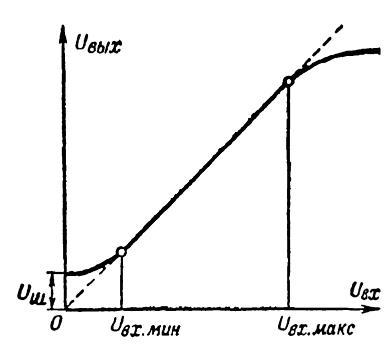


Рис. 2-5. Амплитудная характеристика.

Электродвижущая сила сигнала, подаваемого на вход усилителя от источника сигнала обычно не является неизменной, а меняется от наименьшей расчетной величины $U_{с.мин}$ до наибольшей $U_{с.макс}$. Отношение наибольшей расчетной э. д. с. сигнала к наименьшей называют *динамическим диапазоном сигнала* $Д_с$:

$$Д_с = \frac{U_{с.макс}}{U_{с.мин}}; \quad Д_{с(дб)} = 20 \lg \frac{U_{с.макс}}{U_{с.мин}}. \qquad (2\text{-}9)$$

Из амплитудной характеристики видно, что усилитель может усиливать напряжение сигнала не меньше $U_{вх.мин}$, так как меньшее напряжение будет заглушаться собственными шумами усилителя, и не больше $U_{вх.макс}$, так как при большем напряжении нарушится пропорциональность между входным и выходным напряжениями и усилитель будет сильно искажать форму подаваемых на него сигналов. Отношение максимального входного напряжения усилителя к минимальному называют *динамическим диапазоном усилителя* $Д_у$:

$$Д_у = \frac{U_{вх макс}}{U_{вх.мин}}; \quad Д_{у(дб)} = 20 \lg \frac{U_{вх.макс}}{U_{вх.мин}}. \qquad (2\text{-}10)$$

Для того, чтобы усилитель мог усиливать без чрезмерных искажений как минимальный сигнал, так и максимальный, динамический диапазон усилителя должен быть равен или больше динамического диапазона сигнала. В тех случаях, когда это условие выполнить не удается, диапазон сигнала сжимают при помощи ручной или автоматической регулировки усиления.

Собственные шумы усилителя имеют несколько основных составляющих: наводки и фон, тепловые шумы, шумы усилительных элементов, шумы от микрофонного эффекта.

Наводками называют посторонние напряжения, наводимые на цепи усилителя соседними электрическими приборами, усилителями,

электродвигателями и т. д. Устранение наводок достигается экранированием усилителя и его цепей и применением развязывающих фильтров в цепях питания.

Фоном называют периодическое напряжение в выходной цепи с частотами, кратными частоте сети переменного тока, питающей усилитель. Основными причинами появления фона являются недостаточное сглаживание выпрямленного напряжения, питающего усилитель, а также питание накала электронных ламп переменным током. Для устранения фона улучшают сглаживание напряжения источников питания, используют подогревные лампы и специальные схемы при питании накала переменным током, а также применяют отрицательную обратную связь, о чем сказано в гл. 7.

Шумы от микрофонного эффекта обусловлены тем, что некоторые детали усилителя (например, электронные лампы) дают на выходе постороннее напряжение при воздействии на них толчков, ударов и вибраций. Для устранения шумов от микрофонного эффекта применяют в первых каскадах усиления электронные лампы со слабым микрофонным эффектом, а также амортизируют их. Очень сильным микрофонным эффектом обладают экономичные электронные лампы прямого накала; подогревные лампы, в особенности лампы с жестким креплением электродов, имеют слабый микрофонный эффект. Хорошо сконструированные транзисторы практически не имеют микрофонного эффекта.

Напряжением тепловых или термических шумов называют непериодическое, беспорядочно изменяющееся напряжение, возникающее на концах любого проводника, цепи, элемента схемы вследствие беспорядочного теплового движения в них электронов. Это напряжение зависит от сопротивления цепи, полосы пропускаемых ею частот и температуры.

Все цепи усилителя создают напряжение тепловых шумов; однако напряжение тепловых шумов на выходе усилителя обычно определяется напряжением тепловых шумов его входной цепи, так как напряжение тепловых шумов других цепей усиливается меньше.

Напряжение тепловых шумов усилителя обычно приводят к его входной цепи; для комнатной температуры (порядка 20° С) приведенное к входной цепи напряжение тепловых шумов усилителя с достаточной для практики точностью можно найти по формуле

$$U_{\text{т.ш}(мкв)} \approx 0{,}13\sqrt{(f_{\text{в.г}} - f_{\text{н.г}})_{(кгц)} \cdot R_{(ком)}}, \qquad (2\text{-}11)$$

где $f_{\text{в.г}}$ и $f_{\text{н.г}}$ — верхняя и нижняя граничные частоты усилителя (частоты, на которых коэффициент усиления усилителя падает до 0,707 своего значения на средних частотах);

R — активная составляющая сопротивления входной цепи в полосе рабочих частот усилителя.

В формуле (2-11) без большой погрешности можно заменить $f_{\text{в.г}}$ и $f_{\text{н.г}}$ на верхнюю и нижнюю рабочие частоты усилителя $f_{\text{в}}$ и $f_{\text{н}}$, а R считать равным активной составляющей входного сопротивления усилителя на средней рабочей частоте.

Например, если высшая и низшая рабочие частоты усилителя равны 10 000 и 50 *гц*, а $R=600$ *ом*, то напряжение тепловых шумов усилителя, приведенное к его входной цепи, составит:

$$U_{\text{т.ш}} \approx 0{,}13\sqrt{(10 - 0{,}05) \cdot 0{,}6} \approx 0{,}32\ мкв.$$

Напряжением шумов усилительного элемента называют непериодическое, беспорядочно изменяющееся напряжение, возникающее в выходной цепи работающего усилительного элемента; это напряжение имеет несколько составляющих. Основной его составляющей у электронной лампы и у транзистора является напряжение дробового эффекта, обусловленное физикой процесса прохождения электрического тока через эти усилительные элементы.

Напряжение шумов дробового эффекта электронной лампы, приведенное к ее управляющей сетке, можно найти по формуле, аналогичной (2-11),

$$U_{у.ш(мкв)} \approx 0{,}13\sqrt{(f_{в.г}-f_{н\ г})_{(кгц)}\cdot R_{ш\ (ком)}}, \quad (2\text{-}12)$$

где $f_{в.г}$ и $f_{н.г}$ представляют собой то же, что и в формуле (2-11), а $R_ш$ — шумовое сопротивление лампы, приближенно определяемое выражением:

$$R_{ш(ком)} \approx \frac{3}{S} + \frac{20I_{а0}\cdot I_{э0}}{S^2(I_{а0}+I_{э0})}, \quad (2\text{-}13)$$

где S — крутизна характеристики анодного тока лампы в рабочем режиме, *ма/в*;

$I_{а0}$ и $I_{э0}$ — постоянные составляющие анодного тока и тока экранирующей сетки лампы в рабочем режиме, *ма*.

Для трехэлектродной лампы (триода) $I_{э0}=0$ и $R_{ш(ком)}\approx 3/S$.

Например, шумовое сопротивление пентода типа 6Ж1П в рабочем режиме при $S=5$ *ма/в*, $I_{а0}=7$ *ма* и $I_{э0}=2$ *ма* составит

$$R_ш \approx \frac{3}{5} + \frac{20\cdot 7\cdot 2}{5^2(7+2)} = 1{,}85\,ком,$$

и для этой же лампы в триодном соединении и том же режиме при $S=6$ *ма/в*

$$R_ш \approx \frac{3}{6} = 0{,}5\,ком.$$

Напряжение шумов транзистора сильно зависит от типа транзистора и режима его работы.

У маломощных транзисторов, предназначенных для предварительного усиления сигналов наименьшее напряжение шумов обычно имеет место при токе коллектора порядка 0,1—0,5 *ма*, напряжении на коллекторе от 0,5 до 3 *в* и сопротивлении источника сигнала от 500 до 1 000 *ом*. В указанных условиях напряжение шумов специальных малошумящих типов транзисторов (например П27А, П28 и др.) получается того же порядка, что и напряжение шумов электронной лампы.

Уровень шумов транзистора обычно оценивают коэффициентом шума, выражаемым в децибелах и показывающим, на сколько децибел включенный в цепь транзистор повышает уровень шумов цепи по сравнению с ее тепловыми шумами.

Полное напряжение шумов $U_ш$, приведенное к входу усилителя и обусловленное тепловыми шумами и шумами усилительных элементов, приближенно определяется выражением

$$U_ш \approx \sqrt{U^2_{т.ш} + U^2_{у.ш}}, \qquad (2\text{-}14)$$

где $U_{у.ш}$ — напряжение шумов первой лампы или транзистора, приведенное к входной цепи.

2-5. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейными искажениями называют искажения формы выходного сигнала, обусловленные нелинейностью элементов схемы усилителя. Основная причина появления нелинейных искажений в усилителе — нелинейность входных и выходных характеристик транзисторов и электронных ламп. Значительные нелинейные искажения могут вносить и трансформаторы усилителя вследствие нелинейности характеристики намагничивания материала их сердечников.

Чем больше нелинейность усилителя, тем сильнее искажается им синусоидальный сигнал, поданный на вход, и тем больше относительная амплитуда высших гармоник в выходном сигнале. Поэтому нелинейные искажения в усилителях гармонических сигналов удобно оценивать величиной коэффициента гармошек $k_г$, представляющего собой отношение действующего значения появившихся в выходном сигнале высших гармоник тока или напряжения к току или напряжению первой гармоники при активном сопротивлении нагрузки усилителя и подаче на его вход напряжения от генератора синусоидальной э. д. с.:

$$k_г = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \cdots}}{I_1} =$$

$$= \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \cdots}}{U_1}; \quad k_{г\%} = 100k_г; \qquad (2\text{-}15)$$

здесь I_1, I_2, I_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник тока на выходе, а U_1, U_2, U_3 и т. д. — действующие или амплитудные значения первой, второй, третьей и т. д. гармоник напряжения на выходе.

Допустимая величина коэффициента гармоник определяется назначением усилителя. В усилителях для высококачественного воспроизведения речи и музыки допускают $k_г$ порядка 1—2%, а в таких же усилителях среднего качества порядка 5—7%. В усилителях многоканальной связи для устранения перекрестных искажений между каналами значение $k_г$ нередко приходится снижать до 0,1% и ниже.

В рабочих условиях на вход усилителя гармонических сигналов приходит сложный сигнал, состоящий из ряда гармонических составляющих. При этом нелинейность усилителя вызывает появление на выходе, кроме высших гармоник, еще и так называемых *комбинационных частот*, равных различным комбинациям суммы и разности пришедших на вход частот. Комбинационные частоты могут быть не кратны частотам, содержащимся во входном сигнале, и ухудшают

качество звуковой передачи значительно сильнее, чем высшие гармоники. Поэтому оценку нелинейности звуковых усилителей иногда производят по амплитуде комбинационной (суммарной или разностной) частоты, появляющейся на выходе усилителя при подаче на его вход гармонического колебания, состоящего из двух не кратных между собой частот.

В усилителях импульсных сигналов нелинейность усилителя сказывается меньше, чем в усилителях гармонических сигналов. При усилении прямоугольных импульсов неизменной амплитуды она практически не изменяет форму импульса, а поэтому обычно и не ограничивается. При усилении импульсов различной амплитуды она изменяет соотношение амплитуд импульсов в выходной цепи, а при усилении импульсов с наклонными краями искривляет края.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

3-1. БЛОК-СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ

Обычно усиление, даваемое одним каскадом, оказывается не достаточным, а поэтому усилитель собирают из нескольких каскадов, передавая усиленный сигнал с предыдущего каскада на следующий.

Для наглядного изображения устройства усилителя пользуются *блок-схемой*, называемой также *функциональной* или *скелетной схемой* (рис. 3-1), на которой прямоугольниками с вписанными в них обозначениями показывают основные части усилителя. Такими частями являются: входное и выходное устройства, предварительный и мощный усилители.

Входное устройство применяют для разделения постоянных составляющих тока или напряжения источника сигнала и входной цепи первого транзистора или лампы, симметрирования[1] входной цепи усилителя, согласования[2] входного сопротивления усилителя с выходным сопротивлением источника сигнала, повышения напряжения сигнала на входе. Иногда входное устройство также содержит регулятор усиления (рис. 3-2). Если указанные задачи не ставятся, источник сигнала подключают к входной цепи первого транзистора или первой лампы непосредственно, без входного устройства.

Выходное устройство применяют для разделения постоянных составляющих тока и напряжения выходной цепи последнего транзистора или лампы и нагрузки усилителя, симметрирования выходной цепи, создания последнему транзистору или лампе нужного сопротивления нагрузки, согласования выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки (рис. 3-3). Если указанные задачи не ставятся, нагрузку включают непосредственно в выходную цепь последнего транзистора или лампы без выходного устройства.

Предварительный усилитель состоит из одного или нескольких *каскадов предварительного усиления*, назначением которых является усиление напряжения, тока или мощности сигнала до величины, необходимой для подачи на вход мощного усилителя. Основным тре-

---

[1] *Симметрированием* цепи называют превращение ее из несимметричной, имеющей один заземленный провод, в симметричную, оба провода которой не заземлены и несут равные и противоположные по отношению к земле напряжения сигнала. Симметрирование позволяет сильно уменьшить влияние на цепь посторонних источников помех и широко используется в линиях связи.

[2] *Согласованием* двух соединяемых цепей называют приведение входного сопротивления одной цепи к равенству выходному сопротивлению другой. Согласование устраняет отражение сигнала в месте соединения цепей, могущее вызвать появление частотных, фазовых и переходных искажений.

бованием, предъявляемым к каждому каскаду предварительного усиления, является возможно большее усиление напряжения, тока или мощности сигнала, так как при этом количество каскадов будет наименьшим, а усилитель — наиболее простым и дешевым. Это требование определяет подбор транзисторов и ламп для каскадов предварительного усиления и выбор режима их работы. Если источник сигнала дает достаточную для подачи на вход мощного усилителя мощность сигнала, предварительный усилитель не нужен.

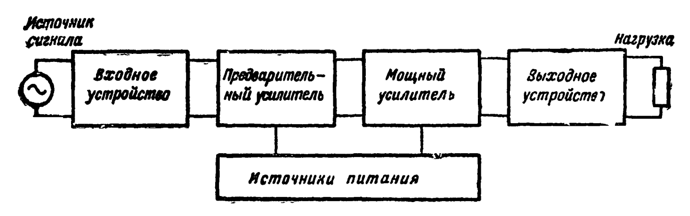


Рис. 3-1. Блок-схема усилителя.

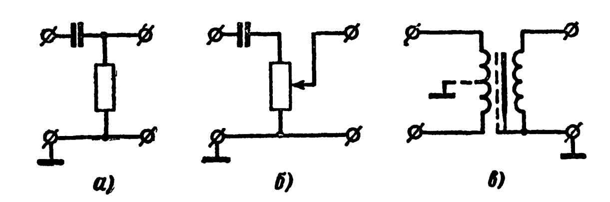


Рис. 3-2. Схемы входных устройств.

а — для отделения постоянной составляющей; *б* — то же с регулятором усиления; *в* — для согласования сопротивлений и симметрирования.

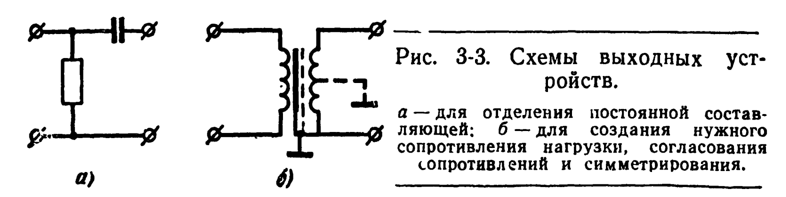


Рис. 3-3. Схемы выходных устройств.

а — для отделения постоянной составляющей; *б* — для создания нужного сопротивления нагрузки, согласования сопротивлений и симметрирования.

Мощный усилитель состоит из одного или нескольких *каскадов мощного усиления*. Назначение мощного усилителя — отдача в нагрузку заданной мощности усиленного сигнала. Основным требованием, предъявляемым к каскадам мощного усиления и определяющим выбор транзисторов или ламп для них и режима работы последних, является отдача заданной мощности. При большой выходной мощности усилителя входная цепь его последнего каскада потребляет значительную мощность, которую должен отдать предыдущий каскад, также являющийся каскадом мощного усиления. Поэтому усилители большой мощности иногда имеют несколько каскадов мощного усиления. Если нагрузкой усилителя является емкость небольшой

величины (например, модулятор кинескопа, отклоняющие пластины электроннолучевой трубки и т. д.), то на нагрузке требуется обеспечить лишь напряжение сигнала заданной величины. В этом случае мощный усилитель не нужен и последний каскад усилителя будет каскадом предварительного усиления.

3-2. СХЕМЫ ЦЕПЕЙ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Питание цепей электронной лампы

В усилителях малой мощности (с выходной мощностью до нескольких ватт) цепи анодов всех ламп обычно питают параллельно от общего источника анодного питания (выпрямителя, сети постоянного тока, химического источника тока). В усилителях большой мощности нередко применяют несколько источников анодного питания, так как напряжение источников анодного питания мощных каскадов очень велико (достигает десяти и более киловольт) и снижать его при помощи делителей или гасящих сопротивлений до нескольких сотен вольт, требуемых для предварительных каскадов, технически сложно и экономически невыгодно.

Наличие общего для нескольких каскадов источника анодного питания приводит к возникновению паразитной межкаскадной связи через этот источник, так как переменная составляющая анодного тока каскада, проходя через источник питания, создает на его внутреннем сопротивлении падение напряжения, подающееся на другие каскады. Паразитная межкаскадная связь может привести к искажению характеристик усилителя и к его самовозбуждению. Для ослабления паразитной связи через источник питания в анодные цепи каскадов включают развязывающие фильтры из резистора $R_ф$ и конденсатора $C_ф$ (рис. 3-4), расчет которых дан в гл. 9. Эти фильтры, одновременно сглаживающие пульсации источника питания, можно включать как последовательно, так и параллельно друг с другом. Последовательное включение экономически выгоднее, а поэтому в основном и применяется на практике. Последний каскад усилителя обычно не имеет развязывающего фильтра, так как требует наибольшего напряжения питания.

Для повышения входного сопротивления лампы и устранения нелинейных искажений от токов управляющей сетки[1] на последнюю обычно подают отрицательное напряжение относительно катода (отрицательное смещение).

При питании накала от источника постоянного тока и параллельном соединении нитей накала отрицательное смещение можно снимать с включенного последовательно в цепь накала резистора $R_н$ (рис. 3-5, *а*). При питании постоянным током и при последовательном соединении нитей накала смещение можно снимать с нити накала соседних ламп и с включенного в цепь накала резистора (рис. 3-5, *б*).

Удобным и очень распространенным способом подачи смещения на управляющую сетку является подача смещения за счет катодного тока ламп. Этот способ применим при питании накала как постоянным, так и переменным током и является особенно удобным при подогревных лампах. Он состоит в том, что между катодом лампы (или нескольких ламп) и отрицательным полюсом источника анодно-

[1] Причина появления нелинейных искажений от сеточных токов рассмотрена на стр. 190.

го питания включают резистор $R_к$ (рис. 3-6), падение напряжения на котором от катодного тока используют как напряжение смещения. Такой способ подачи смещения называют *катодным смещением*, а резистор $R_к$ — *резистором катодного смещения.*

Если резистор $R_к$ включен в общий катодный провод нескольких ламп, то схему называют *схемой группового катодного смещения.* В этом случае, сделав от резистора $R_к$ отводы, можно снимать с него различные напряжения смещения для отдельных каскадов (рис. 3-6, *а*). Необходимое сопротивление группового катодного смещения определяется наибольшим необходимым отрицательным смещением $U_{c0\,макс}$ и средним значением тока в общем катодном проводе $I_{ср0}$, представляющим собой сумму средних значений анодных токов и токов экранирующих сеток взятой группы ламп:

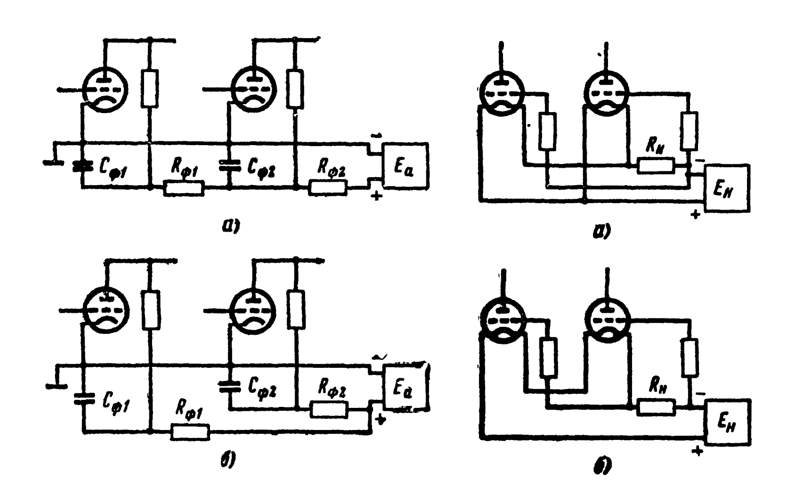


Рис. 3-4. Питание анодных цепей от общего источника анодного питания

а — при последовательном; *б* — при параллельном включении развязывающих фильтров.

Рис. 3-5. Подача отрицательного смещения на управляющую сетку от цепи накала при питании накала ламп постоянным током.

а — при параллельном; *б* — при последовательном включении нитей накала.

$$R_к = \frac{U_{c\,0\,макс}}{I_{ср0}}.$$

Схема группового катодного смещения пригодна как для подогревных ламп, так и для ламп прямого накала. Ее большим недостатком является паразитная связь между обслуживаемыми ею каскадами через общий для всех них резистор $R_к$. Эта паразитная связь мало отражается на работе устройства лишь в том случае, если полосы рабочих частот каскадов не совпадают. При одинаковой

полосе рабочих частот каскадов указанная паразитная связь искажает характеристики усилителя и даже приводит к его самовозбуждению. В этом случае для ликвидации паразитной связи в цепь управляющей сетки каждого каскада включают развязывающий фильтр, состоящий из резистора $R_ф$ и конденсатора $C_ф$.

Если резистор $R_к$ включен в катодный провод одной лампы (рис. 3-6, *б*), схему называют *схемой индивидуального катодного смещения.* Здесь сопротивление резистора $R_к$ не создает паразитной связи между каскадами, так как через него проходит только катодный ток данной лампы. Индивидуальное катодное смещение обладает ценным свойством: оно автоматически стабилизирует работу каскада, уменьшая разброс параметров ламп в схеме при их замене и изменение параметров в течение срока службы лампы. Так, например, при лампе с пониженным анодным током и меньшей крутизной характеристики смещение на сетке будет меньше нормального, что приведет к перемещению точки покоя вверх и увеличению анодного тока и крутизны значений, близких к нормальным. Наоборот, при повышенном анодном токе и крутизне они автоматически снижаются также почти до нормальных значений.

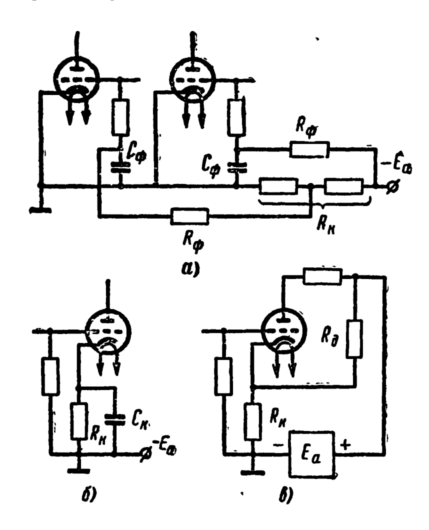


Рис. 3-6. Схемы катодного смещения.

а — группового; *б* — индивидуального; *в* — индивидуального от делителя напряжения.

Сопротивление резистора $R_к$ в схеме индивидуального катодного смещения рассчитывают по необходимой величине отрицательного смещения U_{c0} и среднему значению тока катода лампы в рабочем режиме $I_{к.ср}$:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{к.ср}} = \frac{U_{c0}}{I_{а.ср} + I_{э.ср}}. \qquad (3\text{-}1)$$

Например, если на управляющую сетку экранированной лампы необходимо подать напряжение отрицательного смещения $U_{c0}=2$ *в*, а средние значения тока анода и тока экранирующей сетки равны 10 и 2,5 *ма* соответственно, то необходимая величина $R_к$ составит:

$$R_к = \frac{2}{(10+2,5)^{-3}} = 160 \text{ ом}.$$

При расчете $R_к$ для трехэлектродной лампы ток экранирующей сетки $I_{э.ср}$ полагают равным нулю.

Включение резистора $R_к$ в цепь катода лампы приводит к понижению коэффициента усиления каскада. Это объясняется тем, что

ток сигнала, проходя через резистор $R_к$, создает на нем падение напряжения сигнала, вычитающееся из входного напряжения. В результате к точкам сетка — катод лампы приходит уменьшенное напряжение сигнала и выходное напряжение каскада падает. Для ликвидации снижения усиления параллельно $R_к$ включают блокировочный конденсатор $C_к$ настолько большой емкости, что он практически замыкает накоротко резистор $R_к$ для переменной составляющей катодного тока, делая переменную составляющую напряжения на этом резисторе ничтожно малой по сравнению с подаваемым на вход каскада напряжением сигнала. Расчет необходимой емкости этого конденсатора рассмотрен в гл. 7.

Если блокировочный конденсатор $C_к$ почему-либо включен быть не может, для уменьшения потери усиления от влияния $R_к$ смещение можно подавать от делителя из резисторов $R_к$ и $R_д$ (рис. 3-6, *в*). При этом необходимая величина $R_к$ снижается и потеря усиления становится меньше. Ток делителя $I_д$, текущий через резистор $R_д$, берут порядка (1—3) $I_{к.ср}$; сопротивления резисторов $R_к$ и $R_д$ рассчитывают по формулам

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к.ср} + I_д} = \frac{U_{с0}}{I_{а.ср} + I_{э.ср} + I_д};$$

$$R_д = \frac{E_а - U_{с0}}{I_д},$$

где $E_а$ — напряжение источника анодного питания.

Подача смещения от делителя приводит к дополнительному расходу мощности источника анодного питания и все же снижает усиление, а поэтому применяется лишь в особых случаях (например, в усилителях постоянного тока).

Выделяющаяся в резисторе $R_к$ мощность P при включенном параллельном конденсаторе $C_к$ большой емкости определяется напряжением смещения:

$$P = \frac{U_{с0}^2}{R_к}.$$

При отсутствии конденсатора $C_к$ или малой его емкости выделяющаяся на резисторе $R_к$ мощность возрастает, так как в этих случаях действующее значение напряжения на $R_к$ при наличии сигнала становится больше напряжения отрицательного смещения $U_{с0}$.

Питание цепей экранирующих сеток ламп в усилителях малой мощности обычно осуществляют от источника анодного питания. Когда лампа работает при напряжении на экранирующей сетке, равном или близком к анодному, и в цепи анода падение постоянной составляющей напряжения невелико, экранирующую сетку подключают к положительному полюсу источника анодного питания непосредственно или через общий с цепью анода развязывающий фильтр (рис. 3-7, *а* и *б*).

Если же напряжение на экранирующей сетке лампы должно быть ниже напряжения источника анодного питания, экранирующую сетку присоединяют к положительному полюсу источника анодного питания через гасящий резистор $R_э$ (рис. 3-7, *в*). Сопротивление этого

резистора рассчитывают, исходя из напряжения, которое на нем нужно погасить:

$$R_э = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_{э\,ср}}; \qquad (3\text{-}2)$$

где $E_а$ — напряжение источника анодного питания;
$U_{э0}$ — требуемое напряжение между экранирующей сеткой и катодом;
$U_{с0}$ — напряжение на сопротивлении катодного смещения;
$I_{э.ср}$ — среднее значение тока экранирующей сетки лампы за период сигнала.

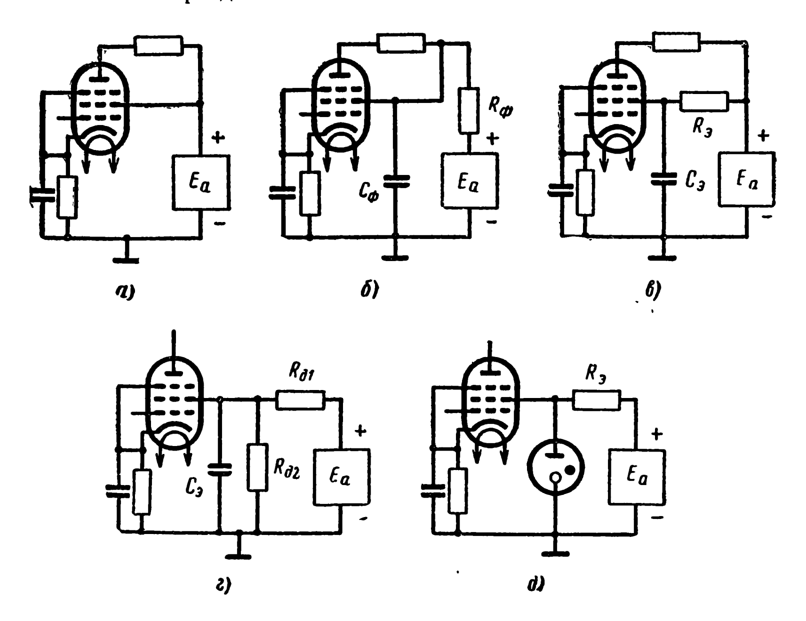


Рис. 3-7. Питание экранирующей сетки.

а — непосредственно от источника анодного питания: *б* — через общий с анодной цепью развязывающий фильтр, *в* — через гасящий резистор; *г* — от делителя; *д* — от стабилитрона.

Например, если $E_а=330$ *в*, $U_{э0}=250$ *в*, $U_{с0}=14$ *в* и $I_{э.ср}=5{,}5$ *ма*, необходимое сопротивление гасящего резистора составит:

$$R_э = \frac{330 - 250 - 14}{5{,}5 \cdot 10^{-3}} = 12\,000 \text{ ом}.$$

Если сопротивление катодного смещения в каскаде отсутствует, $U_{с0}$ в формуле (3-2) полагают равным нулю.

Включение $R_э$ в цепь экранирующей сетки лампы, так же как и включение $R_к$ в цепь ее катода, стабилизирует работу каскада и снижает даваемое им усиление. При подаче на управляющую сетку

лампы положительного напряжения сигнала токи анода и экранирующей сетки растут, падение напряжения на резисторе $R_э$ увеличивается и напряжение на экранирующей сетке падает. Последнее сильно снижает возрастание анодного тока, а следовательно, и усиление каскада.

Для устранения этой потери усиления между экранирующей сеткой и катодом лампы (или общим проводом) включают блокировочный конденсатор $C_э$ достаточно большой емкости, поддерживающий напряжение на экранирующей сетке практически постоянным в течение периода сигнала; расчет необходимой емкости этого конденсатора дан в гл. 7. При наличии конденсатора $C_э$ рассеиваемая на резисторе $R_э$ мощность определяется выражением:

$$P = I^2_{э.ср} R_э.$$

В каскадах с регулировкой усиления изменением отрицательного смещения на управляющей сетке лампы, рассматриваемой на стр. 321—322, подача напряжения на экранирующую сетку через резистор $R_э$ вызывает уменьшение диапазона регулировки усиления, так как при понижении напряжения на управляющей сетке ток экранирующей сетки падает и напряжение на ней растет, что противодействует влиянию управляющей сетки. В таких каскадах для восстановления диапазона регулировки усиления напряжение на экранирующую сетку лампы можно подавать либо с делителя (рис. 3-7, *г*) либо со стабилитрона (рис. 3-7, *д*). В случае использования делителя ток $I_д$ через резистор $R_{д2}$ берут в 2—5 раз больше тока $I_{э.ср}$, а резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ рассчитывают по формулам

$$R_{д1} = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_д + I_{э.ср}}; \quad R_{д2} = \frac{U_{э0} + U_{с0}}{I_д}.$$

В случае использования стабилитрона значение $R_э$ находят так:

$$R_э = \frac{E_а - E_с}{I_с + I_{э.ср}},$$

где $I_с$ — ток через стабилитрон и $E_с$ — напряжение на нем.

При питании цепей накала от химических источников тока (гальванических элементов, аккумуляторов) применяют как параллельное включение нитей накала отдельных ламп, так и последовательное (рис. 3-8). Напряжение накала небольших усилителей, питаемых от гальванических элементов, обычно не регулируют и не контролируют. При последовательном включении нитей накала и питании от аккумулятора для стабилизации режима цепи накала в нее иногда последовательно включают бареттер *Б* (рис. 3-8, *б*). Вследствие высокой стоимости электрической энергии химических источников тока при питании от них накала используют лампы прямого накала как более экономичные.

При питании цепей накала от переменного тока обычно используют подогревные лампы, так как маломощные лампы прямого накала при этом дают сильный фон. Лишь мощные лампы прямого накала при использовании специальных мер для уменьшения фона (вывод средней точки обмотки накала, питание накала двухфазным или трехфазным током, применение отрицательной обратной связи) допускают питание цепи накала переменным током.

При питании накала подогревных ламп переменным током нити накала обычно включают параллельно. В усилителях с малым коэф-

фициентом усиления один вывод от нити накала и катод лампы нередко соединяют с металлическим корпусом (шасси) усилителя, который используют в качестве второго провода цепи накала (рис. 3-9, *а*). В усилителях с большим усилением (в тысячи и более раз) такая схема непригодна, так как в этих условиях она дает сильный фон. Здесь следует использовать двухпроводную схему питания накала с средней точкой обмотки накала или искусственной средней точкой, к которой присоединяют катоды ламп и отрицательный полюс источника анодного питания (рис. 3-9, *б*). Оба проводника цепи накала свивают вместе для компенсации излучаемых ими электрических и магнитных полей.

Еще сильнее можно снизить фон применением для первой лампы отдельной обмотки накала с регулируемой искусственной средней точкой (рис. 3-9, *в*). Для этого берут переменное сопротивление в несколько десятков или сотен ом; положение его ползунка, соответствующее минимуму фона,

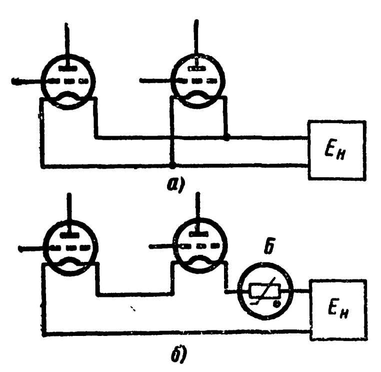


Рис. 3-8. Питание цепей накала ламп прямого накала.

а — параллельное, *б* — последовательное.

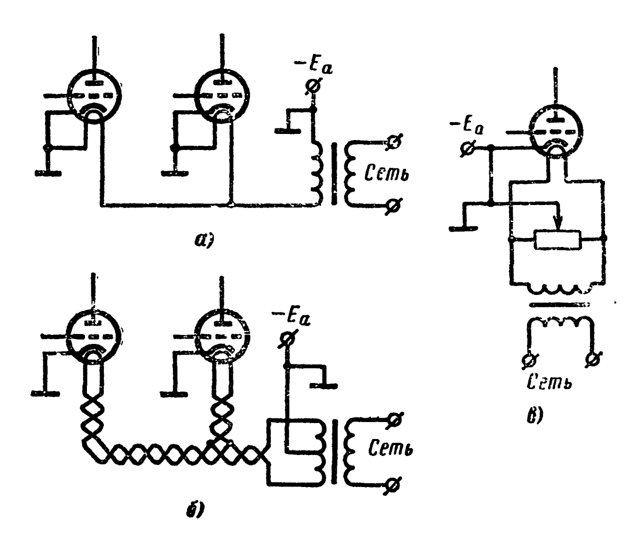


Рис. 3-9. Питание цепей накала подогревных ламп переменным током.

а — однопроводная схема; *б* — двухпроводная схема со средней точкой; *в* — схема с регулируемой средней точкой.

подбирают для данного экземпляра лампы при работе усилителя без входного сигнала. Дальнейшее уменьшение фона может быть получено подачей на нить накала лампы относительно ее катода положительного потенциала в 10—30 *в*. При хорошей конструкции катода указанные способы позволяют снизить напряжение фона от цепи накала, приведенное к управляющей сетке лампы, до нескольких микровольт. Если и такое напряжение фона недопустимо, то накал подогревной лампы питают хорошо сглаженным выпрямленным током.

Питание цепей транзистора и стабилизация режима его работы

Питание транзисторного усилителя обычно производят от одного источника постоянного тока, подключая к нему параллельно выходные цепи всех транзисторов. Для устранения паразитных связей через источник питания в выходные цепи вводят развязывающие фильтры $R_ф C_ф$, так же как и в ламповом усилителе (см. рис. 3-4).

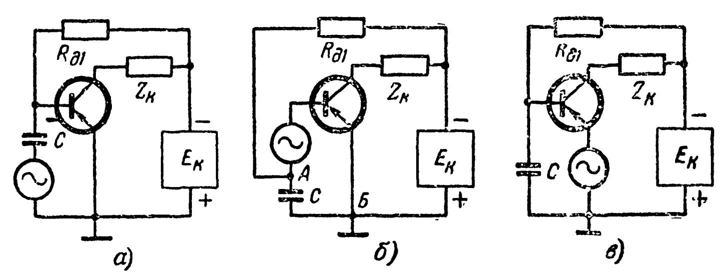


Рис. 3-10. Смещение фиксированным током базы.

а — при включении транзистора с общим эмиттером, параллельная подача; *б* — то же, последовательная подача; *в* — при включении с общей базой, параллельная подача.

Для установления нужного режима работы транзистора между его базой и эмиттером обычно задают небольшое напряжение смещения (порядка десятых долей вольта); смещение получают от того же источника питания, используя делитель напряжения или гасящий резистор. Как и в ламповых каскадах, смещение на транзистор можно подавать как последовательно, так и параллельно источнику сигнала (рис. 3-10).

Последовательная подача возможна лишь при источнике сигнала, хорошо проводящем постоянный ток и не соединенном с общим проводом ни одним из своих выводов. Она требует шунтирования точек *АБ* (рис. 3-10, *б*) конденсатором *C*, сопротивление которого на низшей рабочей частоте $f_н$ должно быть много меньше сопротивления входной цепи. Необходимая емкость этого конденсатора определяется приближенным выражением:

$$C \approx \frac{0,5 \div 1,5}{f_н (R_{вх} + R_и)};$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада;

$R_и$ — сопротивление источника сигнала или выходное сопротивление предыдущего каскада.

Параллельная подача смещения возможна лишь при источнике сигнала, не проводящем постоянный ток; при ней источник сигнала шунтируется сопротивлением цепи смещения.

Простейшим способом подачи смещения на транзистор является фиксированное смещение; его можно осуществить, подав во входную цепь транзистора или *фиксированный ток смещения базы* через гасящий резистор $R_{д1}$ большой величины (рис. 3-10) или *фиксированное напряжение смещения* от делителя $R_{д1}R_{д2}$ с небольшим сопротивлением (рис. 3-11). Смещение фиксированным током базы пригодно лишь для каскадов, работающих в режиме А (см. § 4-3); сопротивление резистора $R_{д1}$ в схеме рис. 3-10 определяется уравнениями:

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_{б0}}{I_{б0}} = \frac{E_к - U_{б0}}{(1-\alpha) I_{э0}} = \frac{\alpha (E_к - U_{б0})}{(1-\alpha) I_{к0}}, \qquad (3\text{-}3)$$

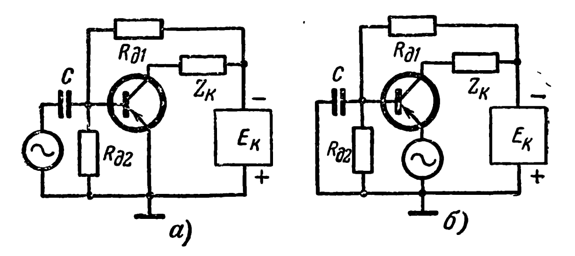


Рис. 3-11. Смещение фиксированным напряжением.

а — при включении с общим эмиттером; *б* — при включении с общей базой.

где $E_к$ — напряжение источника питания;

$U_{б0}$ — напряжение смещения база — эмиттер, определяемое положением точки покоя на входной статической характеристике транзистора;

$I_{б0}$, $I_{э0}$, $I_{к0}$ — токи покоя базы, эмиттера коллектора;

α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой.

Подача смещения фиксированным напряжением пригодна для каскадов, работающих как в режиме А, так и в режиме В (см. § 4-3), но менее экономична из-за расхода мощности в делителе, а поэтому применяется лишь при необходимости. Расчет сопротивлений резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ для схемы рис. 3-11 производят по выражениям

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_{б0}}{I_{б0} + I_д}; \quad R_{д2} = \frac{U_{б0}}{I_д}, \qquad (3\text{-}4)$$

где $I_{б0}$ — ток покоя цепи базы каскада;

$I_д$ — ток через резистор $R_{д2}$ (ток делителя), который берут равным (0,5—3) амплитуды тока базы каскада $I_{б.макс}$ при максимальном расчетном сигнале.

Смещение фиксированным током базы пригодно лишь для каскадов, работающих при малых изменениях окружающей температуры (не более 10—20° С), и должно быть подобрано для устанавли-

ваемого в каскад транзистора. При больших изменениях температуры или замене транзистора оно не обеспечивает необходимого постоянства положения точки покоя; в этих случаях применяют различные способы *стабилизации режима* при помощи смещения, автоматически изменяющегося при изменении температуры или замене транзистора.

В схеме *коллекторной стабилизации режима* (рис. 3-12) резистор $R_{д1}$ присоединяют к коллектору транзистора; при возрастании тока выходной цепи из-за повышения температуры или замены транзистора падение напряжения на сопротивлении нагрузки выходной цепи растет, напряжение на резисторе $R_{д1}$ уменьшается и ток смещения базы падает, что сильно снижает возрастание тока. При уменьшении тока процесс происходит обратным образом.

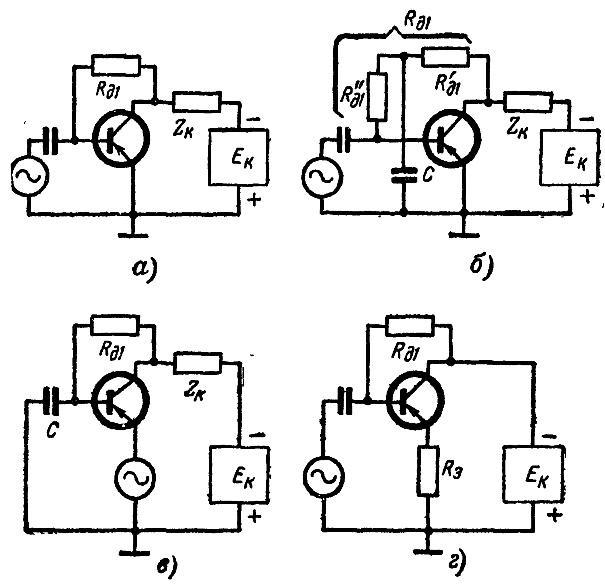


Рис. 3-12. Коллекторная стабилизация режима.

а — при включении с общим эмиттером, обычный вариант; *б* — то же, вариант не дающий снижения усиления; *в* — при включении с общей базой; *г* — при включении с общим коллектором.

Коллекторная стабилизация наиболее проста и экономична, но хорошо действует лишь при большом падении питающего напряжения на сопротивлении нагрузки выходной цепи (порядка 0,5 $E_к$ и выше), что можно обеспечить только в резистивном каскаде. При включении с общим эмиттером простейший вариант коллекторной стабилизации (рис. 3-12, *а*) приводит к понижению входного сопротивления и усиления каскада из-за обратной подачи сигнала через резистор $R_{д1}$ во входную цепь; для устранения этого $R_{д1}$ можно разделить на две части (рис. 3-12, *б*), включив между ними блокировочный конденсатор *C* достаточно большой емкости.

Сопротивление резистора $R_{д1}$ при коллекторной стабилизации рассчитывают по следующим выражениям:

$$R_{д1} = \frac{\alpha (E_к - I_{к0} R_к - U_{б0})}{(1 - \alpha) I_{к0}} = \frac{E_к - I_{э0} R_э - U_{б0}}{(1 - \alpha) I_{э0}}, \qquad (3\text{-}5)$$

где $R_к$ и $R_э$ — сопротивления нагрузки коллекторной и эмиттерной цепей постоянному току; остальные обозначения те же, что и в формуле (3-3).

Первое выражение используют при включении с общим эмиттером или базой, а второе с общим коллектором.

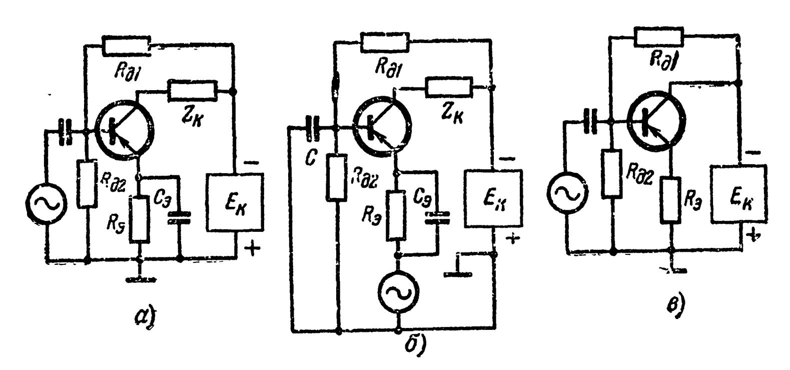


Рис. 3-13. Эмиттерная стабилизация режима.

а — при включении с общим эмиттером, *б* — с общей базой, *в* — с общим коллектором.

Более высокую стабильность режима дает *схема эмиттерной стабилизации* (рис. 3-13); она хорошо стабилизирует режим как при большом, так и при малом сопротивлении нагрузки транзистора постоянному току, а поэтому хорошо действует как в резистивных, так и в трансформаторных каскадах. Здесь в цепь эмиттера введен стабилизирующий резистор $R_э$, падение напряжения на котором, пропорциональное току эмиттера, уменьшает напряжение смещения, снимаемое с делителя $R_{д1}R_{д2}$. Для предотвращения снижения коэффициента усиления каскада от влияния $R_э$, действующего так же, как резистор катодного смещения в ламповом каскаде, при включении с общей базой или общим эмиттером этот резистор шунтируют конденсатором $C_э$ большой емкости. Сопротивления резисторов $R_э$, $R_{д1}$ и $R_{д2}$ рассчитывают по формулам

$$R_э = \frac{U_э}{I_{э0}}; \quad R_{д1} = \frac{E_к - U_э - U_{б0}}{I_{б0} + I_д}; \quad R_{д2} = \frac{U_э + U_{б0}}{I_д}, \qquad (3\text{-}6)$$

где $U_э$ — допустимое падение питающего напряжения на резисторе $R_э$;

$I_д$ — ток через резистор $R_{д2}$, который берут порядка (3—10) $I_{б0}$ в каскадах предварительного усиления и (1—3) $I_{б0}$ в каскадах мощного усиления; остальные обозначения те же, что и в формуле (3-3).

Схема эмиттерной стабилизации тем лучше стабилизирует режим, чем больше сопротивление резистора $R_э$ и чем больше ток делителя $I_д$.

Рассмотренные способы стабилизации режима пригодны только при работе каскада в режиме А; в каскадах, работающих в режиме В необходимое смещение во входную цепь транзистора приходится подавать от низкоомного делителя напряжения (фиксированным напряжением, схемы рис. 3-11). При этом способе подачи смещения замена транзисторов в каскаде, работающем в режиме В обычно не вызывает недопустимого изменения тока покоя транзисторов, а поэтому какой-либо регулировки не требует. Однако если температура транзисторов в каскаде в рабочих условиях изменяется больше чем на 20—30° С. изменения тока покоя транзисторов при смещении фиксированным напряжением могут выйти за допустимые пределы. В этих случаях для компенсации возрастания тока покоя при повышении температуры параллельно резистору $R_{д2}$ (рис. 3-11) или вместо этого резистора включают полупроводниковый диод или другое температурно-зависимое сопротивление, уменьшающееся с повышением температуры (как, например, это сделано на рис. 9-17).

3-3. СХЕМЫ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗИ

Для передачи усиленного сигнала от одного усилительного элемента к другому и подачи питающих напряжений на их электроды используют различные схемы межкаскадной связи. Основными из них являются: схема прямой связи и схемы резистивной, дроссельной и трансформаторной связи. Кроме указанных основных схем, используют также их комбинации.

Каскад с прямой связью

Простейшим способом межкаскадной связи является прямая передача сигнала с выхода предыдущего усилительного элемента на вход последующего (рис. 3-14). Резистор $R_а$ (или $R_к$) здесь служит нагрузкой усилительного элемента; на нем выделяется усиленный сигнал. Через этот резистор также подается на выходной электрод (анод, коллектор) питающее напряжение.

Особенностью каскада с прямой связью является его способность усиливать не только переменные составляющие тока и напря-

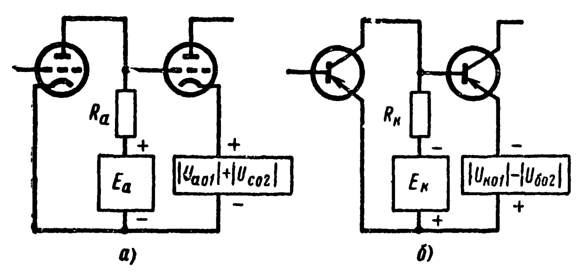


Рис. 3-14. Каскад с прямой связью.
а — ламповый; *б* — транзисторный.

жения сигнала, но и его постоянную составляющую. Недостатком такого каскада является необходимость введения во входную цепь следующего усилительного элемента, кроме напряжения смещения (U_{c02} или $U_{б02}$) и компенсирующего напряжения (U_{a01} или $U_{к01}$) для компенсации падения напряжения между выходными электродами усилительного элемента каскада, что усложняет схему.

Схема прямой связи находит применение в усилителях постоянного тока в качестве схемы межкаскадной связи, а также часто используется на входе и выходе усилителей как постоянного, так и переменного токов. Для межкаскадной связи в усилителях переменного тока эта схема вследствие указанного выше недостатка применяется редко.

Резистивный каскад

Схема резистивной связи состоит из двух резисторов и конденсатора. Рассмотрим назначение этих деталей на примере простейшего резистивного каскада с электронной лампой (рис. 3-15).

Резистор R_a в цепи анода служит для выделения усиленного лампой напряжения сигнала и подачи на анод питающего напряжения от источника анодного питания.

Разделительный конденсатор C_c преграждает путь постоянной составляющей напряжения, имеющейся между анодом и катодом лампы, к управляющей сетке следующей лампы; однако он свободно пропускает усиленную переменную составляющую сигнала с анода на управляющую сетку.

Резистор утечки сетки R_c служит для подачи на управляющую сетку следующей лампы напряжения смещения и для стекания зарядов, приносимых попадающими на эту сетку электронами и ионами.

Достоинствами резисторного каскада являются: очень хорошая частотно-фазовая и переходная характеристики, малые размеры и стоимость, нечувствительность к внешним переменным магнитным полям, малое потребление питающей энергии. К его недостаткам относятся: малый коэффициент полезного действия и меньший коэффициент усиления, чем у дроссельного и трансформаторного каскадов.

Вследствие простоты, дешевизны и хороших характеристик резистивный каскад является основным типом каскада предварительного усиления. Кроме того, резистивная схема связи в полном и упрощенном виде (без одного из резисторов) находит широкое применение в качестве входного и выходного устройств в усилителях переменного тока.

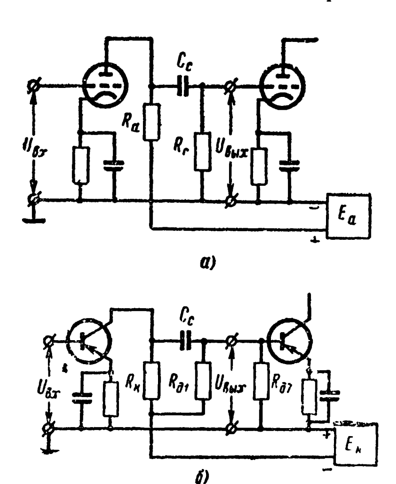


Рис. 3-15. Резистивный каскад.
а — ламповый; *б* — транзисторный

Трансформаторный каскад

В трансформаторном каскаде для связи с последующим каскадом или нагрузкой применяют трансформатор, первичная обмотка которого включена в выходную цепь усилительного элемента, а к вторичной подключается входная цепь следующего усилительного элемента (рис. 3-16). Питание выходной цепи здесь происходит через первичную обмотку *I* трансформатора *Тр*, а подача смещения на следующий усилительный элемент через его вторичную обмотку *II*.

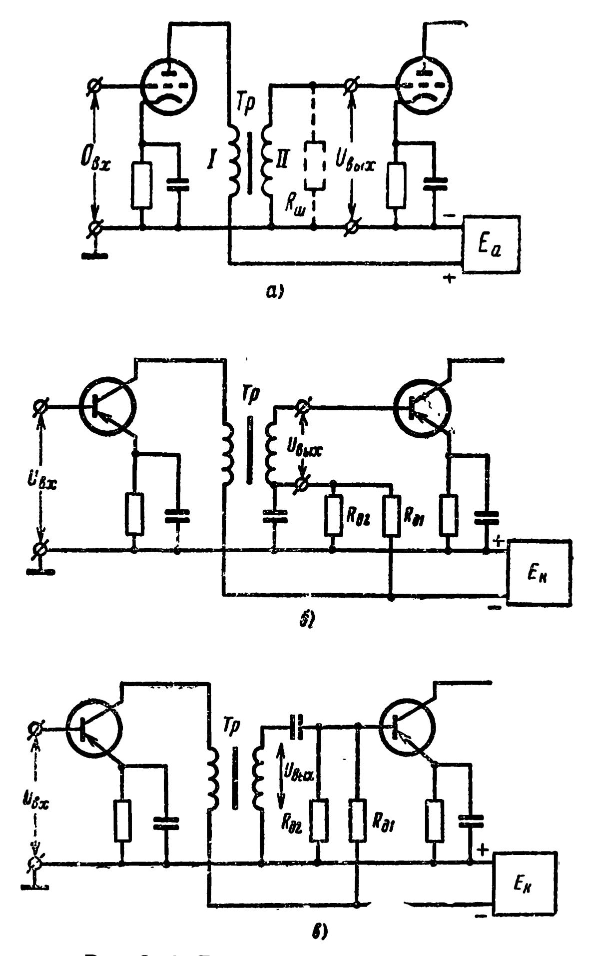


Рис. 3-16. Трансформаторные каскады.

а — ламповый; *б* — транзисторный с последовательной подачей смещения на следующий каскад; *в* — то же с параллельной подачей смещения на следующий каскад.

Для придания нужных свойств каскаду одну из обмоток трансформатора (редко обе) иногда шунтируют резистором $R_ш$.

Переменная составляющая выходного тока, проходя через первичную обмотку трансформатора, индуктирует во вторичной обмотке э. д. с. сигнала, подающуюся на вход следующего каскада.

Применение трансформатора с соответствующим коэффициентом трансформации позволяет создать для усилительного элемента наивыгоднейшую нагрузку и получить на ней наибольшее возможное напряжение и мощность. Поэтому трансформаторный каскад является основным типом каскада мощного усиления. Трансформаторная схема связи также широко применяется в качестве входного и выходного устройства в усилителях переменного тока для симметрирования и согласования цепей. Коэффициент полезного действия трансформаторного каскада выше, чем резистивного, но частотная, фазовая и переходная характеристики много хуже. Размеры, вес и стоимость трансформатора много больше, чем деталей резистивного каскада.

Дроссельный каскад

Дроссельная схема связи аналогична резистивной, но в ней резисторы $R_а$ и $R_с$ заменены дросселями $L_а$ и $L_с$. Назначение деталей схемы такое же, как и соответствующих деталей резистивного каскада, а поэтому в пояснениях не нуждается.

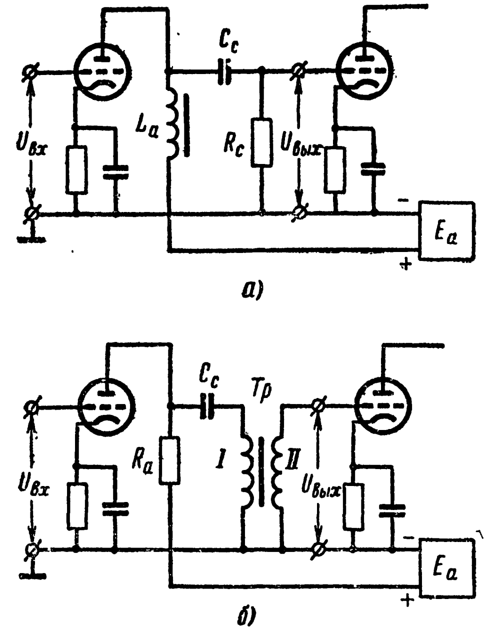


Рис. 3-17. Каскады со смешанной схемой связи.

а — дроссельно-резистивный; *б* — резистивно-трансформаторный.

Дроссельная схема позволяет повысить напряжение на выходном электроде усилительного элемента и увеличить к. п. д. каскада по сравнению с резистивной схемой вследствие малого сопротивления дросселя $L_а$ постоянному току и имеет немного больший коэффициент усиления. Однако ее частотная, фазовая и переходная характеристики хуже, чем у резистивной схемы, а размеры и стоимость деталей даже больше, чем у трансформаторной. Поэтому дроссельный каскад в описанном виде почти не применяется; он иногда используется в комбинации с резистивным, образуя схему дроссельно-резистивного каскада (рис. 3-17, *а*), размеры и стоимость которого ниже, а свойства практически те же, что у дроссельного.

Резистивно-трансформаторный каскад

Резистивно-трансформаторный каскад представляет собой резистивный каскад, в котором резистор утечки $R_с$ заменен трансформатором (рис. 3-17, *б*). Здесь через первичную обмотку трансформатора не проходит постоянная составляющая выходного тока, что позволяет немного уменьшить размеры трансформатора и вносимые им искажения. Такой каскад позволяет получить частотную характеристику с подъемом на низких частотах, что невозможно в обычном резистивном или трансформаторном каскаде.

Однако основные характеристики такого каскада не лучше, чем у трансформаторного, а размеры, вес и стоимость велики. Поэтому резистивно-трансформаторный каскад применяется редко, так как его основное свойство — подъем частотной характеристики на низких частотах — может быть получено более простым и дешевым путем.

3-4. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ И СИММЕТРИЧНЫЕ КАСКАДЫ

Несимметричные (однотактные) каскады

Симметричной цепью называют цепь, симметричную относительно своей продольной оси, с проводами, имеющими одинаковые по величине и противоположные по знаку потенциалы относительно поверхности нулевого потенциала (общего провода схемы или земли). Так как электронная лампа и транзистор имеют три основных электрода, один из которых соединяют с общим проводом схемы, рассмотренные в § 3-3 схемы простейших усилительных каскадов имеют несимметричную входную и выходную цепи, а поэтому называются *несимметричными* или *однотактными* каскадами.

Однотактные каскады просты, используют лишь один усилительный элемент, а поэтому являются основным типом каскадов предварительного усиления, а также каскадов мощного усиления с небольшой выходной мощностью.

Симметричные (двухтактные) каскады

Когда источник сигнала или нагрузка являются симметричным устройством и не допускают подключения к себе каскада с несимметричным входом или выходом, использование однотактного каскада возможно лишь при подключении его к источнику сигнала или нагрузке через симметрирующий трансформатор. Однако ввиду высокой стоимости и трудностей изготовления симметрирующего тран-

сформатора на широкую полосу частот его применение нередко оказывается невозможным. В этих случаях симметричность входа и выхода усилителя обеспечивают применением симметричных усилительных каскадов, называемых *двухтактными каскадами.*

Двухтактные каскады представляют собой как бы два одинаковых однотактных каскада с соединенными вместе общими проводами (проводами нулевого потенциала). Они могут иметь любую схему связи; в двухтактной трансформаторной схеме трансформаторы однотактных каскадов объединяют в один трансформатор с выведенной средней точкой первичной обмотки.

На рис. 3-18 дано несколько схем двухтактных каскадов с электронными лампами и транзисторами. Сопротивления резисторов $R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_э$ двухтактных транзисторных каскадов рассчитывают по формулам (3-3)—(3-6) и указаниям на стр. 37—39. Для выравнивания токов сигнала, отдаваемых половинами (плечами) двухтактного каскада, в транзисторном каскаде в цепь эмиттеров можно включить небольшие переменные резисторы $R_в$ (рис. 3-18, *б*) с сопротивлением порядка входного сопротивления транзистора при включении с общей базой. Регулировкой этих сопротивлений можно добиться симметричности работы плеч схемы.

Кроме симметричности входа и выхода, двухтактные каскады имеют ряд других достоинств, чем объясняется их широкое применение в современных усилителях. К этим достоинствам относятся: компенсация четных гармоник, вносимых усилительными элементами, компенсация посторонних наводок и фона от источников питания, компенсация постоянного подмагничивания сердечника выходного трансформатора, компенсация токов сигнала в питающих проводах.

К недостаткам двухтактных каскадов можно отнести большее количество деталей схемы, необходимость подачи на вход симметричного напряжения сигнала (т. е. двух одинаковых напряжений противоположной полярности), необходимость применения по крайней мере двух усилительных элементов (или одного сдвоенного).

Компенсация четных гармоник позволяет использовать в двухтактной схеме экономичный режим В, обычно неприменимый в однотактной схеме. Применение двухтактной схемы в режиме А, снижая нелинейные искажения вследствие компенсации четных гармоник, позволяет лучше использовать усилительные элементы и снять с них немного большую мощность при том же коэффициенте гармоник.

Компенсация помех и фона увеличивает динамический диапазон усилителя и повышает допустимую пульсацию источников питания; это упрощает и удешевляет сглаживающие фильтры выпрямителей, питающих двухтактные каскады.

Компенсация постоянного подмагничивания сердечника выходного трансформатора позволяет повысить переменную составляющую магнитной индукции в сердечнике, что уменьшает размеры и стоимость трансформатора.

Компенсация токов сигнала в проводах питания уменьшает паразитные межкаскадные связи через источники питания, что позволяет упростить и удешевить развязывающие фильтры усилителя. Кроме того, компенсация токов сигнала в питающих проводах позволяет в двухтактных каскадах, работающих в режиме А, исключить блокировочные конденсаторы резисторов $R_к$ и $R_э$, стоящих в общей цепи обоих плеч. Это упрощает и удешевляет усилитель, а также улучшает его частотную, фазовую и переходную характеристики.

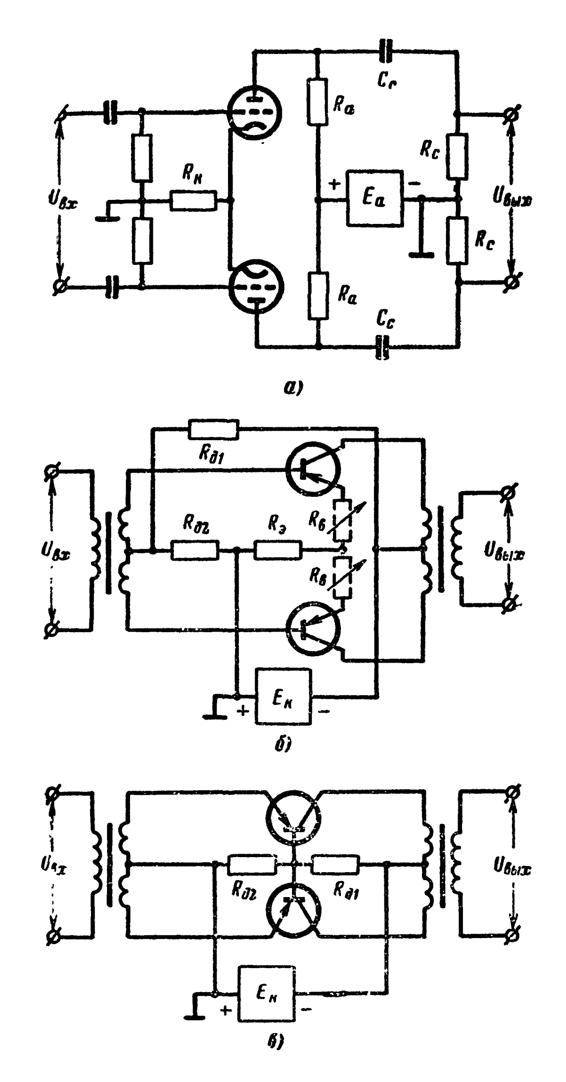


Рис. 3-18. Двухтактные каскады.

а — ламповый, с резистивным входом и выходом; *б* — транзисторный для работы в режиме А, трансформаторными входом и выходом, с общим эмиттером; *в* — то же для работы в режиме В, с общей базой.

Однако при работе двухтактного каскада в режиме В и наличии в каскаде резисторов $R_к$ и $R_э$ блокировочные конденсаторы $C_к$ и $C_э$ необходимы, так как их отсутствие даже при включении $R_к$ и $R_э$ в общую цепь плеч приводит к снижению усиления, как и в однотактной схеме (см. стр. 174—175).

Указанные выше достоинства двухтактной схемы настолько важны для каскадов мощного усиления, что каскады с выходной мощностью больше 3—5 *вт* обычно делают только двухтактными. В некоторых случаях, например при питании усилителя от переносных источников тока, двухтактная схема оказывается целесообразной даже при выходной мощности в доли ватта, позволяя применить режим В, в несколько раз уменьшающий расход дорогой электроэнергии химических источников тока.

Двухтактные схемы также применяют в выходных каскадах широкополосных усилителей гармонических и импульсных сигналов с симметричной нагрузкой, где использование симметрирующих выходных трансформаторов невозможно из-за слишком широкого диапазона рабочих частот.

Во входных каскадах и каскадах предварительного усиления двухтактную схему обычно применять нецелесообразно из-за ее сложности и большей стоимости. Однако в особых случаях, когда необходимо сделать входные каскады симметричными без применения симметрирующих трансформаторов, а также ослабить восприимчивость входных и предварительных каскадов к внешним помехам и воздействиям, эти каскады также делают двухтактными.

Из-за разброса параметров усилительных элементов и допусков на детали плечи двухтактного каскада никогда не работают совершенно одинаково. По этой причине двухтактная схема не уничтожает полностью четные гармоники, фон, помехи, а лишь уменьшает их по сравнению с однотактной схемой в несколько раз. Измерения показали, что при отсутствии специального подбора усилительных элементов в плечах двухтактной схемы четные гармоники, фон, помехи уменьшаются по сравнению с однотактной схемой по меньшей мере в 3 раза, что и принимают при практических расчетах. При симметрировании схемы путем подбора усилительных элементов или установлением равенства выходных токов плеч регулировкой смещения или выравнивающего резистора одного из плеч уменьшение четных гармоник и помех может быть получено в 5 раз и более.

Инверсные каскады

Двухтактные схемы требуют подачи на вход двух одинаковых по величине напряжений сигнала противоположной полярности, т. е. симметричного напряжения. Однотактные схемы имеют несимметричное выходное напряжение, так как у них одним из выходных проводов является провод нулевого потенциала (общий провод).

Поэтому для передачи сигнала от однотактных схем к двухтактным применяют специальные каскады, имеющие несимметричный вход и симметричный выход и называемые *инверсными каскадами*. Инверсные каскады также используют в качестве выходных каскадов в усилителях, работающих на симметричную нагрузку.

Простейшим способом передачи напряжения сигнала с выхода однотактного каскада на вход двухтактного является включение между ними трансформатора с симметричной вторичной обмоткой. Для получения от вторичной обмотки симметричного напряжения от ее

середины делают вывод, присоединяемый к общему проводу (рис. 3-19). Однако трансформаторный инверсный каскад редко используют на практике вследствие высокой стоимости трансформатора и ограниченности его диапазона рабочих частот.

Поэтому в усилителях обычно применяют *бестрансформаторные инверсные каскады.* Наиболее употребительными из них являются:

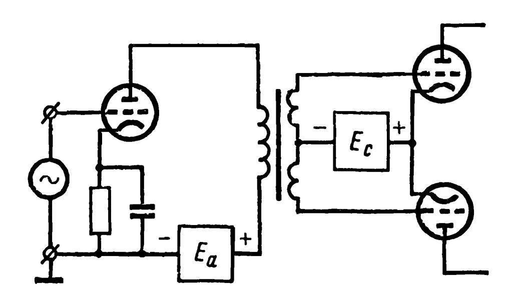


Рис. 3-19. Трансформаторный инверсный каскад.

каскад с разделенной нагрузкой, каскад с катодной или эмиттерной связью и каскад с общим катодом или эмиттером. Схемы, принцип действия, свойства и применение бестрансформаторных инверсных каскадов рассмотрены в § 7-4.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА В СХЕМЕ УСИЛИТЕЛЯ

4-1. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ИХ ПОСТРОЕНИЕ

Типы динамических характеристик

Динамической характеристикой усилительного каскада называют зависимость между мгновенными значениями токов и напряжений в его цепях при наличии сопротивления нагрузки в выходной цепи.

Динамические характеристики широко используют при расчете усилительных каскадов. Существует большое количество различных видов динамических характеристик, но для практических расчетов применяют только четыре из них, а именно: выходные, представляющие собой зависимость выходного тока от напряжения на выходном электроде усилительного элемента; входные, представляющие собой зависимость входного тока от входного напряжения; проходные, характеризующие зависимость выходного тока или напряжения от входного тока или напряжения; сквозные, дающие зависимость выходного тока или напряжения от э. д. с. источника сигнала входной цепи.

Сопротивление цепей усилительного каскада для переменного и постоянного токов почти всегда неодинаково, а поэтому динамические характеристики постоянного и переменного токов обычно различны.

Выходные динамические характеристики

Выходные динамические характеристики являются наиболее употребительными; их используют при расчете как ламповых, так и транзисторных каскадов.

Выходную динамическую характеристику постоянного тока применяют при расчете каскадов предварительного усиления для отыскания точки покоя на семействе выходных статических характеристик усилительного элемента[1] по известным: напряжению питания

[1] Выходными статическими характеристиками электронной лампы, включенной с общим катодом, называют характеристики зависимости анодного тока $i_а$ от напряжения между анодом и катодом $u_а$, снятые для различных значений напряжения между управляющей сеткой и катодом $u_с$; для транзистора, включенного с общим эмиттером, — характеристики зависимости тока коллектора $i_к$ от напряжения между коллектором и эмиттером $u_к$, снятые для различных значений тока базы $i_б$ и т. д.

выходной цепи E, сопротивлению нагрузки выходной цепи постоянному току $R_=$ и напряжению (или току) смещения управляющего электрода. Эта характеристика представляет собой прямую линию; для ее построения на горизонтальной оси семейства выходных статических характеристик лампы или транзистора отмечают напряжение E, а на вертикальной оси — точку $I_=$, определяемую выражением:

$$I_= = \frac{E}{R_=}. \quad (4\text{-}1)$$

Проведенная через обе отмеченные точки прямая и является искомой характеристикой; ее нередко называют *нагрузочной прямой постоянного тока.* Точка пересечения этой прямой со статической характеристикой для примененного в каскаде напряжения (или тока) смещения характеризует режим работы усилительного элемента при отсутствии сигнала и называется *точкой покоя;* координаты этой точки определяют *ток покоя* I_0 и *напряжение покоя* U_0 выходного электрода. При увеличении $R_=$ нагрузочная прямая постоянного тока идет положе, при уменьшении $R_=$—круче; пример построения нагрузочной прямой постоянного тока дан ниже.

Выходную динамическую характеристику переменного тока, также представляющую собой прямую линию, используют при расчете каскадов мощного усиления для графического определения отдаваемых каскадом мощности, тока и напряжения сигнала, потребляемой мощности от источника питания и коэффициента гармоник каскада.

Эту характеристику обычно называют *нагрузочной прямой переменного тока.* Так как в момент прохождения сигнала через нуль рабочая точка усилительного элемента находится в точке покоя, нагрузочная прямая переменного тока пересекается с нагрузочной прямой постоянного тока в точке покоя.

Для построения нагрузочной прямой переменного тока отмечают на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик усилительного элемента точку $U_0+I_0R_\sim$, где $R_\sim$ — сопротивление нагрузки выходной цепи переменному току (току сигнала). Проведенная через эту точку и точку покоя прямая и является нагрузочной прямой переменного тока.

Пример 4-1. Построим нагрузочные прямые постоянного и переменного тока для резистивного каскада с данными, приведенными на рис. 4-1, *а*. Постоянная составляющая анодного тока триода типа 6С1П здесь проходит через резистор $R_а=82$ *ком* и источник анодного питания, внутреннее сопротивление которого ничтожно по сравнению с $R_а$. Поэтому в данном случае сопротивление анодной цепи постоянному току $R_{а=}$ практически равно $R_а$, т. е. 82 *ком*. Отложив на горизонтальной оси семейства выходных статических характеристик триода 6С1П точку $E_а=$ 220 *в*, а на вертикальной оси точку $I_=$ (рис. 4-1, *б*), с током

$$I_= = \frac{E_а}{R_{а=}} = \frac{220}{82 \cdot 10^3} = 2{,}68 \cdot 10^{-3}\ а = 2{,}68\ ма$$

и соединив эти точки прямой, получим нагрузочную прямую постоянного тока (прямая *1*). Так как напряжение отрицательного смещения на сетке $U_{c0}=4$ *в*, точка пересечения полученной прямой и статической характеристики для $u_c=-4$ *в* будет точкой покоя (точ-

ка 0). Из графика видно, что ток покоя анода $I_{а0}$ в данном случае равен 1,25 *ма* и напряжение покоя анода $U_{а0}=115$ *в*.

Для построения нагрузочной прямой переменного тока найдем сопротивление нагрузки выходной цепи переменному току. Переменная составляющая анодного тока лампы здесь имеет два параллельных пути: через резистор $R_а$ и источник питания и через цепь $C_сR_с$. Разделительный конденсатор $C_с$ берут настолько большой емкости, что его сопротивлением для частот сигнала по сравнению с $R_с$ можно пренебречь. Поэтому для резистивного каскада, изображенного на рис. 4-1, *а*, сопротивление анодной цепи переменному току $R_{а\sim}$

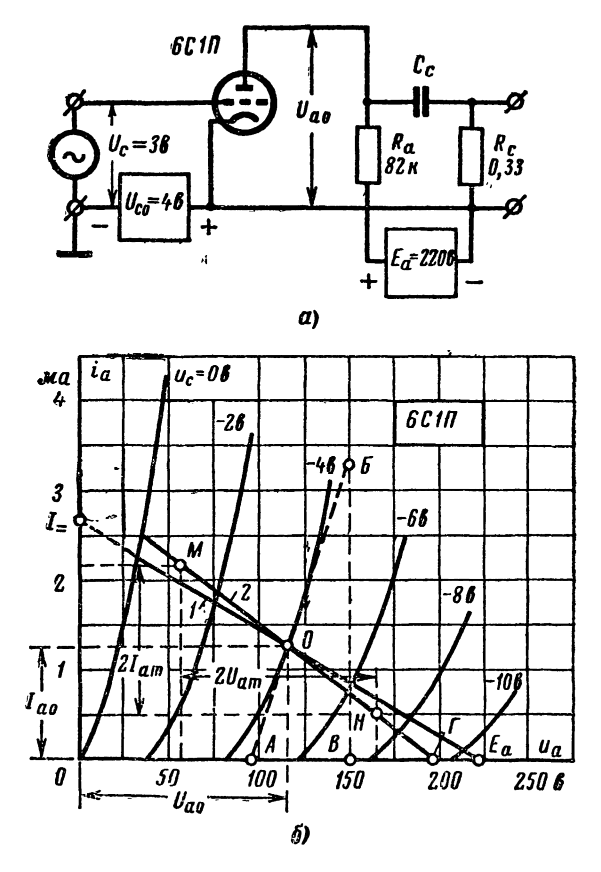


Рис. 4-1. Построение выходных динамических характеристик постоянного и переменного тока для каскада с электронной лампой.

а — принципиальная схема каскада, *б* — семейство статических выходных характеристик триода 6С1П и динамические выходные характеристики.

практически равно параллельному соединению резисторов R_a и R_c, что составит:

$$R_{a\sim} = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c} = \frac{82 \cdot 330}{82 + 330} = 65,6\,ком.$$

Следовательно, нагрузочная прямая переменного тока (прямая 2) пройдет через точку покоя и точку $Г$ на горизонтальной оси с абсциссой:

$$U_{a0} + I_{a0} R_{a\sim} = 115 + 1,25 \cdot 10^{-3} \cdot 65,6 \cdot 10^3 = 197\,в.$$

Если на сетку лампы приходит синусоидальный сигнал с амплитудой напряжения $U_{cm}=3$ *в*, то крайние положения рабочей точки на нагрузочной прямой переменного тока будут находиться в местах ее пересечения со статическими характеристиками для $-4+3=-1$ *в* и $-4-3=-7$ *в* (точки M и H). Спроектировав эти точки на вертикальную и горизонтальную оси, найдем, что удвоенная амплитуда напряжения сигнала на нагрузке $2\,U_{am}$ равна 109 *в*, удвоенная амплитуда тока сигнала $2\,I_{am}$ равна 1,65 *ма* и отдаваемая лампой мощность сигнала $P_\sim$ составляет:

$$P_\sim = 0,125 \cdot 2U_{am} \cdot 2I_{am} = 0,125 \cdot 109 \cdot 1,65 \cdot 10^{-3} = 0,0225\,вт.$$

Коэффициент усиления каскада определим, поделив $2\,U_{am}$ на $2\,U_{cm}$.

$$K = \frac{U_{am}}{U_{cm}} = \frac{2U_{am}}{2U_{cm}} = \frac{109}{2 \cdot 3} = 18,2.$$

Как показано на стр. 57, по нагрузочной прямой также находят коэффициент гармоник каскада. Таким образом, по нагрузочной прямой переменного тока можно произвести полный графический расчет каскада.

Проходные динамические характеристики

При расчете усилительных каскадов используют лишь проходные динамические характеристики переменного тока, да и то в редких случаях. Ими удобно пользоваться для построения зависимости выходного тока от времени, т. е. формы кривой выходного тока каскада.

Построение проходной динамической характеристики проще всего производить переносом точек динамической прямой переменного тока из выходных координат в проходные. Для этого, построив нагрузочную прямую переменного тока, горизонтальную ось семейства статических характеристик продолжают влево и, отметив на ней входные напряжения или токи, соответствующие статическим характеристикам семейства, переносят параллельно горизонтальной оси точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками (точки *а*, *б*, *в*, *г*, *д* на рис. 4-2) на вертикали соответствующих входных напряжений или токов левой части графика (точки *а'*, *б'*, *в'*, *г'*, *д'*).

Соединив перенесенные точки плавной линией, получают проходную динамическую характеристику для заданного сопротивления

нагрузки выходной цепи переменному току. Масштаб вертикальной оси семейства выходных статических характеристик одновременно является масштабом вертикальной оси полученной проходной динамической характеристики.

Проходная динамическая характеристика непрямолинейна, если проходные статические характеристики усилительного элемента искривлены.

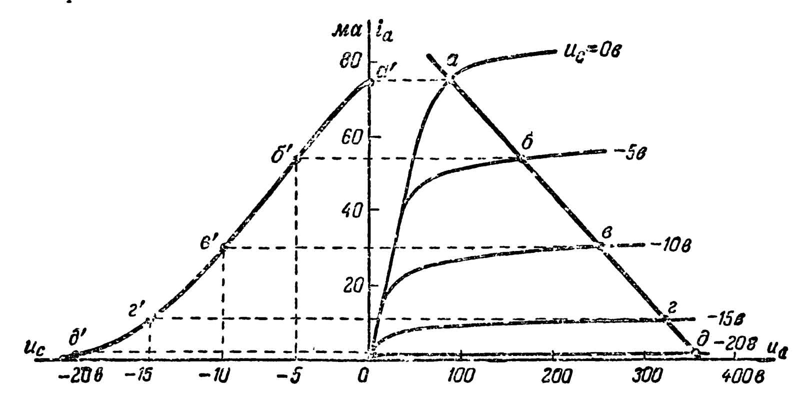


Рис. 4-2. Построение переходной динамической характеристики переносом точек выходной динамической характеристики из выходных координат в проходные.

Входные динамические характеристики

Входные динамические характеристики переменного тока используют для графического расчета тока, напряжения и мощности сигнала во входной цепи транзисторного каскада и определения его динамического входного сопротивления (входного сопротивления переменному току в рабочем режиме).

Построение входной динамической характеристики производят переносом точек пересечения нагрузочной прямой переменного тока со статическими выходными характеристиками на семейство входных статических характеристик. Рассмотрим построение этой характеристики на примере усилительного каскада с транзистором, включенным с общим эмиттером. Семейства статических выходных и входных характеристик этого транзистора для такого включения даны на рис. 4-3, *а* и *б*; сопротивление нагрузки выходной цепи (цепи коллектора) переменному току задано равным 250 *ом*.

Построив на семействе выходных характеристик указанным выше способом нагрузочную прямую для $R_{к\sim}$=250 *ом* и заданных тока покоя коллектора $I_{к0}$=40 *ма* и напряжения покоя коллектора $U_{к0}$=9,8 *в* (наклонная прямая на рис. 4-3, *а*) переносят точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками (точки *а*, *б*, *в*, *г*, *д* на рис. 4-3, *а*) на семейство статических входных характеристик (точки *а'*, *б'*, *в'*, *г'*, *д'* на рис. 4-3, *б*). Например, для точки *а* на рис. 4-3. *а* имеем: $i_б$=4 *ма*; $u_к$=1 *в*. Точку с этими координатами отмечаем на рис. 4-3, *б* (точка *а'*); пере-

неся аналогичным образом остальные точки пересечения и соединив их плавной линией, получим входную динамическую характеристику переменного тока для сопротивления нагрузки коллекторной цепи переменному току $R_{к\sim}=250$ *ом* (кривая штриховая линия на рис. 4-3, *б*).

Если, как показано на рисунке, удвоенная амплитуда входного тока сигнала $2I_{бm}=3{,}8$ *ма*, то по входной динамической характеристике нетрудно найти, что для получения такого тока базы в данном случае потребуется удвоенная амплитуда напряжения сигнала на входе $2U_{бm}=0{,}23$ *в*. Отсюда необходимая входная мощность сигнала $P_{вх}$ и динамическое входное сопротивление транзистора $R_{вх.д}$ составят:

$$P_{вх}=0{,}125\cdot 2I_{бm}\cdot 2U_{бm}=0{,}125\times$$

$$\times 3{,}8\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}23=1{,}09\cdot 10^{-4}\ вт,$$

$$R_{вх.д}=\frac{2U_{бm}}{2I_{бm}}=\frac{0{,}23}{3{,}8\cdot 10^{-3}}=60{,}5\ ом.$$

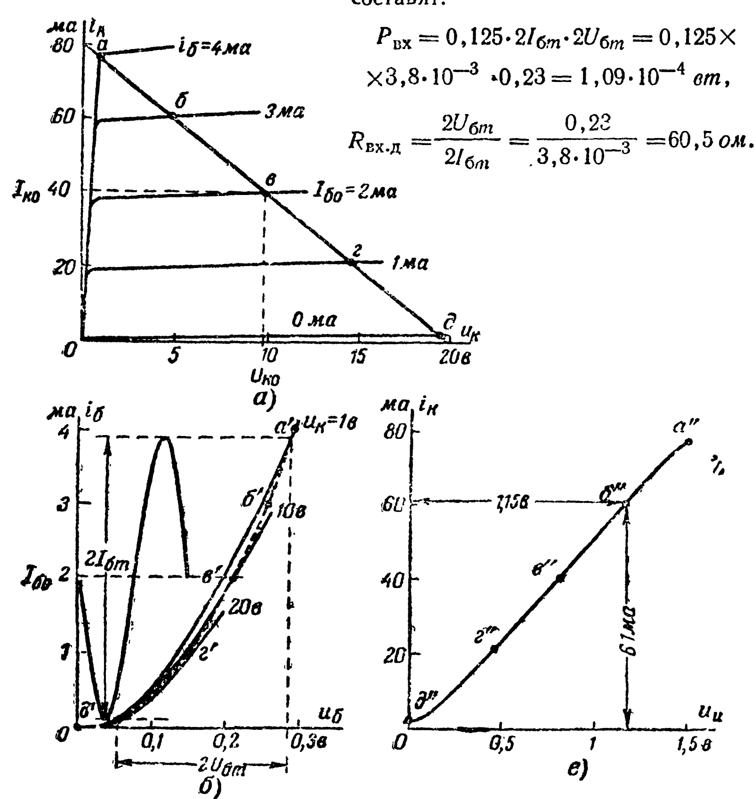


Рис. 4-3. Построение входной и сквозной динамической характеристик для транзисторного каскада.

а — семейство статических выходных характеристик транзистора для включения с общим эмиттером и нагрузочная прямая для $R_к=250$ *ом*; *б* — семейство статических входных характеристик для такого же включения и динамическая входная характеристика (пунктир); *в* — сквозная динамическая характеристика для $R_к=250$ *ом* и $R_и=300$ *ом*.

Статические входные характеристики для различных напряжений на коллекторе у современных транзисторов мало различаются, иногда сливаясь и даже пересекаясь; так как они обычно отсутствуют в справочниках, указанные выше расчеты входных напряжений, токов, мощности, сопротивления производят по статической входной характеристике для среднего напряжения на коллекторе (например, для $U_к=5$ *в*), которая всегда имеется в справочнике, перенеся на нее расчетные точки с нагрузочной прямой, как пояснено выше.

Так как в ламповых каскадах входной ток обычно отсутствует, при их расчете входными характеристиками не пользуются.

Сквозные динамические характеристики

Сквозную динамическую характеристику переменного тока используют для расчета коэффициента гармоник транзисторных каскадов, так как она включает в себя нелинейность как входной, так и выходной цепи транзистора.

Для ее построения пользуются нагрузочной прямой и входной динамической характеристикой усилительного каскада. Отметив для точек пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками значения выходного тока $i_{вых}$ и для соответствующих им точек входной динамической характеристики — входной ток $i_{вх}$ и входное напряжение $u_{вх}$, рассчитывают необходимую для каждой точки э. д. с. источника сигнала $u_и$ по выражению:

$$u_и = u_{вх} + i_{вх} R_и, \tag{4-2}$$

где $R_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала переменному току в случае первого каскада усилителя и выходное сопротивление предыдущего каскада переменному току в случае последующих каскадов.

Точки с найденными таким образом значениями $i_{вых}$ и $u_и$ наносят в координатах $i_{вых}$, $u_и$; соединив их плавной линией, получают сквозную динамическую характеристику.

Для иллюстрации сказанного построим сквозную динамическую характеристику усилительного каскада с транзистором, статические и динамические характеристики которого изображены на рис. 4-3, *а* и *б*, для включения транзистора с общим эмиттером, сопротивления нагрузки цепи коллектора переменному току $R_{к\sim}=250$ *ом* и выходного сопротивления предыдущего каскада переменному току $R_и=300$ *ом*. Возьмем на нагрузочной прямой (рис. 4-3, *а*) любую точку, например, точку *б*; для нее $i_{вых}=i_к=61$ *ма*; $i_{вх}=i_б=3$ *ма* По входной динамической характеристике на рис. 4-3, *б* найдем, что для этой точки (точка *б'*) входное напряжение $u_{вх}=u_б=0{,}25$ *в*. Отсюда для точки *б''* сквозной динамической характеристики (рис. 4-3, *в*), соответствующей выходному току $i_к=61$ *ма*, э. д. с. источника сигнала $u_и$ должна быть равна:

$$u_и = u_{вх} + i_{вх} R_и = 0{,}25 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 300 = 1{,}15\,в.$$

Рассчитав таким же образом значения $u_и$ для других точек пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками, нанеся полученные значения в координатах $i_к$, $u_и$ и соединив нанесенные точки плавной линией, получим сквозную динамическую характеристику каскада, изображенную на рис. 4-3, *в*.

4-2. РАСЧЕТ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЫХОДНОГО ТОКА

Расчет гармонических составляющих выходного тока, необходимых для определения коэффициента гармоник усилительного каскада, при наличии тока во входной цепи усилительного элемента производят по сквозной динамической характеристике при помощи упрощенных методов гармонического анализа.

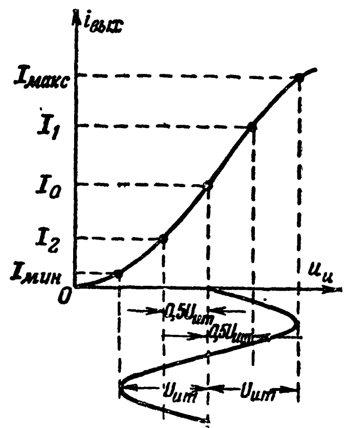


Рис. 4-4. Определение гармонических составляющих выходного тока методом пяти ординат по сквозной динамической характеристике.

Наиболее употребительным методом является метод пяти ординат, при пользовании которым на сквозной динамической характеристике отмечают пять точек (рис. 4-4), соответствующих: полной положительной амплитуде э. д. с. сигнала $U_{иm}$; половине положительной амплитуды э. д. с. сигнала 0,5 $U_{иm}$; точке покоя; половине отрицательной амплитуды э. д. с. сигнала — 0,5 $U_{иm}$; полной отрицательной амплитуде э. д. с. сигнала — $U_{иm}$.

Значения выходного тока, соответствующие этим точкам, обозначим соответственно через $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2, $I_{мин}$; тогда амплитуды первой, второй, третьей, четвертой гармоник выходного тока I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m} и его среднее значение за период сигнала $I_{ср}$ можно найти из выражений:

$$\left.\begin{aligned} I_{1m} &= \frac{I_{макс} - I_{мин} + I_1 - I_2}{3}; \\ I_{2m} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} - 2I_0}{4}; \\ I_{3m} &= \frac{I_{макс} - I_{мин} - 2(I_1 - I_2)}{6}; \\ I_{4m} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12}; \\ I_{ср} &= \frac{I_{макс} + I_{мин} + 2(I_1 + I_2)}{6}. \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}3)$$

Правильность вычислений по формулам (4-3) проверяют по уравнению:

$$I_{1m} + I_{2m} + I_{3m} + I_{4m} + I_{ср} = I_{макс}. \quad (4\text{-}4)$$

Подставив найденные значения I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m} в формулу (2-15), рассчитывают коэффициент гармоник каскада, ограничившись при расчете четырьмя первыми гармониками. Найденное среднее значение выходного тока используют для расчета тока, потребляемого от источника питания.

В усилительном каскаде с электронной лампой, включенной с общим катодом и работающей без токов управляющей сетки, напряжение сигнала на входе практически не отличается от э. д. с. источника сигнала. Для такого каскада расчет гармонических составляющих анодного тока производят по нагрузочной прямой переменного тока (рис. 4-5), отметив на ней пять точек, соответствующих напряжениям на управляющей сетке: $U_{c0}+U_{cm}$; $U_{c0}+0{,}5U_{cm}$; U_{c0}; $U_{c0}-0{,}5U_{cm}$; $U_{c0}-U_{cm}$, где U_{c0} — напряжение отрицательного сме-

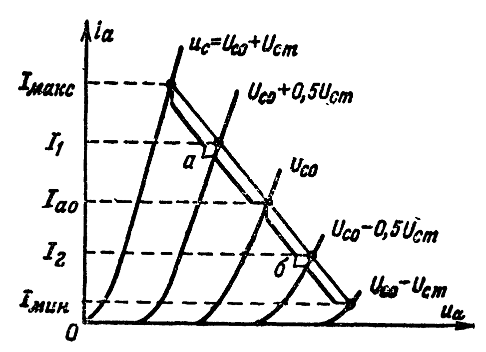


Рис. 4-5. Определение гармонических составляющих анодного тока методом пяти ординат по нагрузочной прямой переменного тока.

щения на управляющей сетке, а U_{cm} — расчетная амплитуда напряжения входного сигнала. Значения анодного тока, соответствующие этим точкам, обозначают, как и в предыдущем случае, через $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2, $I_{мин}$ и по формулам (4-3) находят амплитуды четырех первых гармоник анодного тока и его среднее значение, а затем рассчитывают коэффициент гармоник каскада по выражению (2-15).

Пример 4-2. Рассчитаем коэффициент гармоник усилительного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом и работающей без токов управляющей сетки. Семейство ее статических выходных характеристик и нагрузочная прямая для заданного сопротивления нагрузки анодной цепи переменному току приведены на рис. 4-2. Отрицательное смещение на управляющей сетке равно 10 *в*; амплитуда напряжения синусоидального входного сигнала также равна 10 *в*. В этом случае точки *а*, *б*, *в*, *г*, *д* правого графика и будут являться пятью точками метода пяти ординат.

Подставив в формулы (4-3) значения $I_{макс}=75$ *ма*; $I_1=54$ *ма*; $I_0=30$ *ма*; $I_2=11$ *ма*, $I_{мин}=2$ *ма*, соответствующие точками *а*, *б*, *в*, *г* и *д*, найдем:

$$I_{1m} = 38{,}67\ ма;\quad I_{2m} = 4{,}25\ ма;\quad I_{3m} = -2{,}17\ ма;$$
$$I_{4m} = -0{,}25\ ма;\ I_{ср} = 34{,}5\ ма.$$

Проверка вычислений по формуле (4-4) показывает, что они сделаны правильно, так как сумма найденных токов оказывается равной $I_{макс}=75$ *ма*. Значение коэффициента гармоник каскада при работе в таком режиме согласно формуле (2-15) составит:

$$k_г \approx \frac{\sqrt{I_{2m}^2+I_{3m}^2+I_{4m}^2}}{I_{1m}} = \frac{\sqrt{4,25^2+2,17^2+0,25^2}}{38,67} =$$
$$= 0,124 = 12,4\ \%,$$

что для большинства практических случаев является чрезмерно большой величиной.

4-3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Различают несколько режимов работы усилительных элементов, отличающихся друг от друга своими свойствами, а поэтому имеющих различные области применения.

Режимом А называют такой режим работы усилительного элемента, при котором ток выходной цепи существует в течение всего периода сигнала (рис. 4-6, *а*). В режиме А точка покоя усилительного элемента (точка *О*) находится примерно на середине прямолинейного участка его динамических характеристик. Среднее значение выходного тока $I_{ср}$ в режиме А почти не зависит от амплитуды входного сигнала и мало отличается от тока покоя I_0.

Основным достоинством режима А является малый коэффициент гармоник, так как здесь используется линейная часть характеристик усилительного элемента, а его недостатком — низкий к. п. д., обусловленный тем, что амплитуда первой гармоники выходного тока не превосходит его среднего значения.

Вследствие указанных свойств режим А применяют в каскадах предварительного усиления, а также в каскадах мощного усиления небольшой мощности (с выходной мощностью до нескольких ватт), где необходим малый коэффициент гармоник, а величина к. п. д. не имеет существенного значения. Режим А используют как в однотактных, так и в двухтактных каскадах.

Режимом В называют такой режим работы, при котором ток выходной цепи существует в течение примерно половины периода сигнала (рис. 4-6, *б*). Здесь напряжение смещения входной цепи $U_{вх\,0}$ примерно равно величине, отсекаемой на горизонтальной оси продолжением спрямленной проходной характеристики. В этом режиме среднее значение выходного тока почти пропорционально амплитуде входного сигнала, и падает до очень малого значения при его отсутствии.

Основным достоинством режима В является малое потребление энергии питания. Это обусловлено не только более высоким к. п. д. по сравнению с режимом А, но также и тем, что потребляемый от источника питания ток сильно уменьшается при слабых сигналах. В результате при усилении сигналов речи и музыки каскад мощного усиления, работающий в режиме В, потребляет в несколько раз меньше энергии от источника питания, чем каскад с такой же выходной мощностью, работающий в режиме А.

Недостатком режима В является то, что в нем усилительный элемент почти полпериода «заперт», а следовательно, усиливает

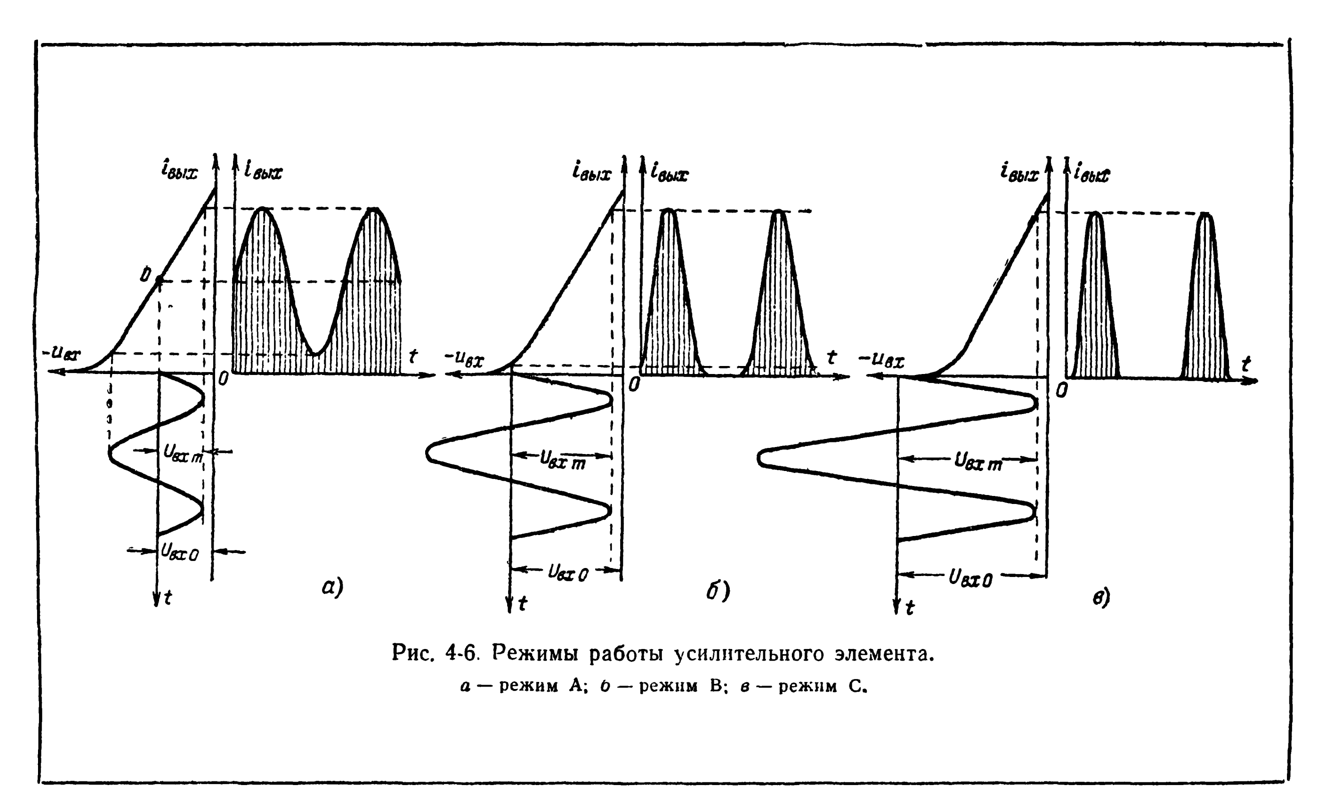


Рис. 4-6. Режимы работы усилительного элемента.

а — режим А; *б* — режим В; *в* — режим С.

только один полупериод подводимого сигнала. Поэтому в усилителях гармонических сигналов режим В применяют только в двухтактной схеме, где одно плечо работает при положительном, а другое при отрицательном полупериоде, в результате чего усиливаются обе полуволны сигнала.

Каскады мощного усиления с выходной мощностью порядка десятков ватт и выше работают почти всегда в режиме В, так как здесь необходимость применения двухтактной схемы вполне окупается уменьшением потребляемой энергии. В переносных устройствах, питаемых от химических источников тока, применение режима В экономически выгодно даже в каскадах с выходной мощностью в доли ватта.

В каскадах предварительного усиления, а также в каскадах мощного усиления с малой выходной мощностью, питаемых от сети переменного тока через выпрямитель, применение режима В обычно нецелесообразно из-за необходимости использования двухтактной схемы.

Режимом С называют режим работы, при котором ток в выходной цепи течет меньше половины периода сигнала (рис. 4-6, *в*). Здесь точка покоя расположена левее места пересечения спрямленной проходной характеристики с горизонтальной осью и усилительный элемент при отсутствии сигнала полностью заперт, а при подаче сигнала пропускает ток меньше половины периода. В режиме С потребление питающей энергии еще меньше, чем в режиме В; однако даже использование двухтактной схемы здесь не дает возможности воспроизвести весь период сигнала. Поэтому в усилителях гармонических сигналов произвольной формы режим С не применяют.

Режимом D, или *ключевым режимом*, называют такой режим, при котором усилительный элемент находится только в двух состояниях: или заперт, и текущий через него ток равен нулю, или отперт, и падение напряжения на нем близко к нулю. При этом потери энергии в усилительном элементе очень малы, а к. п. д. оказывается близким к единице (еще выше, чем в режиме С). Однако, ключевой режим может быть использован лишь для усиления прямоугольных импульсов неизменной амплитуды с переменной шириной (широтно-модулированных импульсов); поэтому в тех случаях, когда подлежащий усилению сигнал представляет собой такие импульсы, наивыгоднейшим режимом для усилительных каскадов является ключевой режим. Широтно-модулированные импульсы используются в сигналах автоматики, управления и телемеханики; для усиления таких сигналов ключевой режим находит в настоящее время широкое применение.

Для усиления гаромонических сигналов изменяющейся амплитуды ключевой режим можно использовать лишь после преобразования этих сигналов в широтно-модулированные прямоугольные импульсы постоянной амплитуды, их усиления и обратного преобразования в гармонические сигналы. Преобразующие устройства оказываются сложными и требуют тщательной регулировки, а поэтому в настоящее время режим D для усиления гармонических сигналов используют лишь в экспериментальных установках.

Если амплитуда входного сигнала на управляющей сетке лампы усилительного каскада превосходит напряжение отрицательного смещения, то в течение части периода сигнала в цепи управляю-

щей сетки проходит сеточный ток. Такой режим работы лампы называют *работой с токами сетки.*

Работа с токами сетки позволяет снизить напряжение источника анодного питания при сохранении выходной мощности, а в некоторых случаях повышает к. п. д. каскада и снимаемую с него мощность. Ее недостатками являются увеличение коэффициента гармоник и необходимость повышения выходной мощности предыдущего каскада, нагружаемого токами сетки. При выходной мощности в несколько сотен ватт и выше работа с токами сетки позволяет значительно сократить размеры, вес и стоимость как усилителя, так и его источников питания; поэтому усилительные каскады такой мощности с электронными лампами всегда работают с токами сетки. Получаемый при этом выигрыш с избытком окупает меры, принимаемые для снижения коэффициента гармоник усилителя.

Для обозначения работы с токами сетки используют индекс 2 при символе режима (например, режим A_2, B_2 и т. д.).

4-4. СВОЙСТВА И ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБОВ ВКЛЮЧЕНИЯ ЛАМП И ТРАНЗИСТОРОВ

Свойства электронной лампы и транзистора сильно зависят от способа их включения в схему усилителя. В зависимости от того, какой из электродов лампы присоединен к общему проводу, соединяющему источник сигнала с нагрузкой, различают три способа

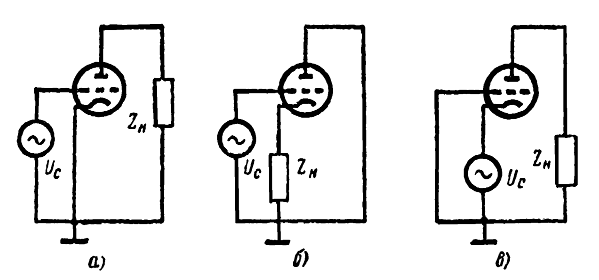


Рис. 4-7. Способы включения электронной лампы.

а — с общим катодом; *б* — с общим анодом; *в* — с общей сеткой.

включения лампы. Если к общему проводу присоединен катод, способ включения называют *включением с общим катодом* (рис. 4-7, *а*); при соединении анода или управляющей сетки с общим проводом получают *включение с общим анодом* (рис. 4-7, *б*) или *включение с общей сеткой* (рис. 4-7, *в*). При соединении эмиттера, коллектора или базы транзистора с общим проводом получают включение с *общим эмиттером* (рис. 4-8, *а*), *включение* с *общим коллектором* (рис. 4-8, *б*), *включение с общей базой* (рис. 4-8, *в*). Для упрощения рисунков 4-7 и 4-8 источники питания и смещения на них не показаны.

Для составления эквивалентных схем, по которым производят анализ свойств и получают расчетные формулы для усилительных каскадов, используют эквивалентные схемы выходной и входной це-

пей лампы или транзистора. Исследования показали, что выходная цепь лампы и транзистора при любом способе включения может быть представлена эквивалентной схемой, изображенной на рис. 4-9, где генератор э. д. с. $\mu' U_{вх}$ отображает усилительные свойства лампы или транзистора, $C_{вых}$ — выходную емкость, R'_i — внутреннее сопротивление лампы или транзистора переменному току в рабочей точке, $U_{вх}$ — напряжение сигнала между входными электродами, μ' — статический коэффициент усиления напряжения лам-

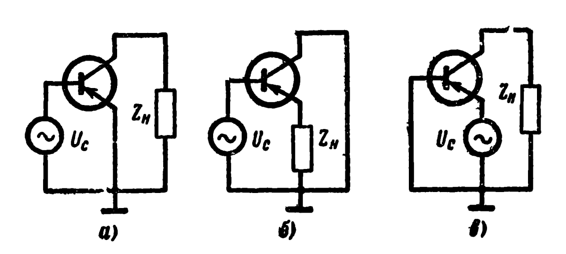


Рис. 4-8. Способы включения транзистора.

а — с общим эмиттером, *б* — с общим коллектором; *в* — с общей базой.

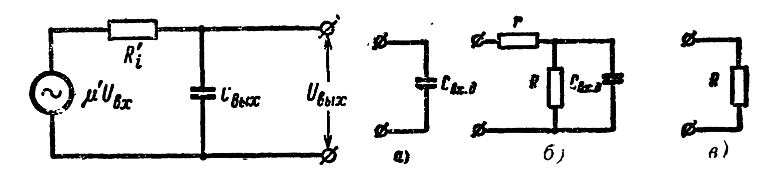


Рис. 4-9. Эквивалентная схема выходной цепи электронной лампы и транзистора для любого способа включения.

Рис. 4-10. Эквивалентные схемы входной цепи.

а — электронной лампы, включенной с общим катодом или общим анодом; *б* — транзистора, включенного с общим эмиттером или общим коллектором; *в* — электронной лампы, включенной с общей сеткой, или транзистора, включенного с общей базой.

пы или транзистора (коэффициент усиления напряжения при холостом ходе выходной цепи). Эквивалентные схемы входной цепи лампы и транзистора при различных способах включения достаточно точно отображаются схемами рис. 4-10, *а*, *б* и *в*, где r и R активные (омические) сопротивления, практически постоянные в рабочей полосе частот, и $C_{вх\,д}$ — эквивалентная входная емкость усилительного элемента в рабочих условиях, называемая *динамической входной емкостью.* Значения μ', R'_i, $C_{вых}$, r, R, $C_{вх.д}$ различны для лампы и транзистора и зависят от способа включения; формулы, определяющие эти параметры, приведены ниже.

Выходная цепь электронной лампы или транзистора также может быть заменена эквивалентной схемой с генератором тока, со-

здающим ток сигнала $S' U_{вх} = \alpha' I_{вх}$ и шунтированным сопротивлением R_i'; здесь S' — статическая крутизна характеристики выходного тока лампы и α' — статический коэффициент усиления тока транзистора (статический коэффициент усиления тока при коротком замыкании нагрузки выходной цепи). Схема с генератором тока равноценна схеме с генератором э. д. с. и при анализе свойств каскада можно использовать ту из них, которая в данном случае оказывается более удобной.

Включение лампы с общим катодом

При включении лампы с общим катодом параметры эквивалентных схем ее выходной и входной цепей (рис. 4-9 и 4-10, *а*) определяются выражениями

$$\mu' = \mu; \ R_i' = R_i; \ C_{вых} = C_{а.к}; \ C_{вх.д} = C_{вх} + C_{пр}(1 + K), \qquad (4\text{-}5)$$

где μ и R_i — статический коэффициент усиления напряжения и внутреннее сопротивление лампы переменному току, определяемые в рабочей точке по семейству статических характеристик анодного тока для включения лампы с общим катодом; $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ — коэффициент усиления напряжения каскада, динамическую входную емкость которого определяют; $C_{а.к}$ — междуэлектродная емкость анод — катод; $C_{вх}$ — входная емкость, для триодов равная междуэлектродной емкости сетка — катод $C_{с.к}$, а для экранированных ламп — сумме емкостей управляющая сетка — катод и управляющая сетка — экранирующая сетка; $C_{пр}$ — проходная емкость, равная междуэлектродной емкости управляющая сетка — анод $C_{с.а}$; значения $C_{а.к}$, $C_{с.к}$, $C_{с.а}$, $C_{вх}$, $C_{пр}$ указываются в справочных данных лампы.

При включении с общим катодом лампа дает большое усиление как тока, так и напряжения сигнала; усиление мощности сигнала здесь наибольшее из всех способов включения. Полярность усиленных сигналов при таком включении меняется на обратную, т. е. при подаче на сетку лампы положительного сигнала напряжение сигнала на аноде оказывается отрицательным. Внутреннее сопротивление лампы R_i при таком включении обычно лежит в пределах от нескольких тысяч ом (у триодов) до нескольких мегом (у экранированных ламп); динамическая входная емкость — от 5—20 *пф* у экранированных ламп до 30—200 *пф* у триодов.

Большая динамическая входная емкость у триодов получается вследствие их большой проходной емкости. Так, например, у триода с $C_{вх} = C_{с.к} = 3$ *пф* и $C_{пр} = C_{с.а} = 2$ *пф* при коэффициенте усиления каскада $K = 40$ получим:

$$C_{вх.д} = 3 + 2(1 + 40) = 85 \text{ пф},$$

а у экранированной лампы, имеющей $C_{вх} = 7$ *пф* и $C_{пр} = 0{,}02$ *пф* при том же коэффициенте усиления каскада $K = 40$

$$C_{вх.д} = 7 + 0{,}02(1 + 40) = 7{,}82 \text{ пф},$$

т. е. в 11 раз меньше, чем у триода. Поэтому в широкополосных усилителях гармонических и импульсных сигналов, где большая динамическая входная емкость недопустима, так как препятствует

усилению широкой полосы частот, при включении с общим катодом используют только экранированные лампы.

Вследствие высокого входного сопротивления (практически бесконечно большого при работе без токов сетки), большого усиления тока, напряжения и мощности сигнала, включение с общим катодом является наиболее распространенным и применяется в большинстве входных и выходных каскадов ламповых усилителей, а также почти во всех промежуточных каскадах.

Включение лампы с общим анодом

При включении с общим анодом параметры эквивалентной схемы выходной цепи лампы (рис. 4-9) определяются формулами

$$\mu' = \frac{\mu}{1+\mu}; \; R_i' = \frac{R_i}{1+\mu}; \; C_{вых} = C_{а.к} + C_{к.п}, \qquad (4\text{-}6)$$

где μ и R_i имеют те же значения, что и при включении с общим катодом, а $C_{к\,п}$ — емкость катод — подогреватель лампы, обычно указываемая в справочных данных. Из формул (4-6) видно, что эквивалентный статический коэффициент усиления напряжения лампы с общим анодом μ' меньше единицы, а ее эквивалентное внутреннее сопротивление R_i' очень мало; так как $\mu'<1$, коэффициент усиления напряжения K у каскада с общим анодом не достигает единицы и лампа с общим анодом усиливает лишь ток сигнала. Ввиду того, что при таком включении лампа не изменяет полярность усиливаемого сигнала, каскад с общим анодом называют катодным повторителем, так как выходной сигнал по амплитуде и полярности как бы повторяет сигнал, поданный на вход.

Динамическая входная емкость триода, включенного с общим анодом, определяется выражением

$$C_{вх.д} = C_{с.к}(1-K) + C_{с.а} \qquad (4\text{-}7)$$

и экранированной лампы

$$C_{вх.д} \approx 0{,}5C_{вх}(2-K) + C_{пр}. \qquad (4\text{-}8)$$

Так как K обычно близок к единице, динамическая входная емкость катодного повторителя оказывается очень малой и мало отличается у триода и у экранированной лампы; поэтому в катодных повторителях даже у широкополосных усилителей используют как триоды, так и экранированные лампы в триодном, а иногда и в пентодном включении.

Вследствие отсутствия усиления напряжения сигнала включение с общим анодом почти не применяют в промежуточных каскадах ламповых усилителей, но используют в первом каскаде, когда усилитель должен иметь малую входную емкость, и в выходном каскаде при работе усилителя на низкоомную нагрузку, а также при необходимости иметь малое выходное сопротивление усилителя.

Включение лампы с общей сеткой

При включении лампы с общей сеткой и работе без токов сетки входной ток сигнала (ток цепи катода) равен выходному току сигнала (току цепи анода); поэтому при таком включении лампа не

дает усиления тока, давая лишь усиление напряжения. Выходное сопротивление лампы здесь оказывается наибольшим и равным параллельному соединению активного сопротивления $R_i + Z_и(1+\mu)$ и емкости $C_{с.а}$; входное сопротивление лампы при таком включении очень мало и практически равно активному сопротивлению $R \approx \frac{R_i + Z_н}{1+\mu}$, где $Z_и$ и $Z_н$ — сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки выходной цепи.

Ввиду очень низкого входного сопротивления включение с общей сеткой не применяют в усилителях в качестве самостоятельного каскада, так как малое входное сопротивление лампы почти закорачивает предыдущий каскад, а используют лишь в некоторых схемах сложных усилительных каскадов (например, в каскодной схеме, инверсном каскаде с катодной связью, компенсационных и балансных каскадах усилителей постоянного тока).

Включение транзистора с общим эмиттером

При включении с общим эмиттером параметры эквивалентных схем выходной и входной цепей транзистора, изображенных на рис. 4-9 и 4-10, *а* определяются выражениями

$$\left.\begin{aligned} &\mu' \approx \frac{r_г}{r_э + r_б}; \; R_i' \approx r_к - r_г + r_э\mu'; \\ &R_{вых} \approx r_к - r_г + r_э\frac{r_г + r_б + R_и}{r_э + r_б + R_и}; \\ &C_{вых} \approx C_к\left(1 + \frac{\beta r_б}{r_б + R}\right); \; r = r_б; \; R \approx r_э(1+\beta); \\ &C_{вх.д} \approx \frac{0{,}16}{f_\alpha r_э} + C_к(1+K), \end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}9)$$

где $r_б$, $r_э$, $r_к$, $r_г$ — сопротивления базы, эмиттерного перехода, коллекторного перехода, эквивалентного генератора транзистора; β — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общим эмиттером (коэффициент усиления тока при коротком замыкании сопротивления нагрузки выходной цепи); R'_i — внутреннее сопротивление выходной цепи транзистора; $R_{вых}$ — его выходное сопротивление, отличающееся от внутреннего при сопротивлении источника сигнала $R_и$ во входной цепи, не равном нулю; $C_к$ — междуэлектродная емкость коллектор — база; f_α — граничная частота транзистора при включении его с общей базой (частота, на которой статический коэффициент усиления тока α снижается до 0,707 своего значения на низких частотах); K — коэффициент усиления напряжения каскада, динамическую входную емкость которого определяют. Значения $r_б$, $r_к$, f_α, β, $C_к$ можно найти в справочных данных транзистора или вычислить через его *h*-параметры; величины $r_г$ и $r_э$ достаточно точно определяются выражениями:

$$r_г \approx \frac{\beta r_к}{1+\beta}; \; r_{э(ом)} \approx \frac{26}{I_{э(ма)}}, \quad (4\text{-}10)$$

где $I_{э(ма)}$ — ток эмиттера в рабочей точке в *ма*.

При включении с общим эмиттером транзистор дает усиление тока и напряжения сигнала, аналогично лампе с общим катодом, и меняет полярность усиливаемого сигнала; усиление мощности при таком включении наибольшее. Входное сопротивление $R_{вх}=r_б+R$ у маломощных транзисторов здесь составляет сотни или тысячи ом и заметно снижается при увеличении сопротивления нагрузки выходной цепи; динамическая входная емкость $C_{вх.д}$ равна десяткам или сотням *пф* для высокочастотных типов и достигает десятков тысяч *пф* и более у низкочастотных транзисторов; выходное сопротивление довольно велико и лежит в пределах от десятков тысяч до сотен тысяч ом для маломощных типов, заметно уменьшаясь с увеличением сопротивления источника сигнала. Коэффициент гармоник при включении с общим эмиттером максимален и может достигать 5—20% при полном использовании транзистора.

Вследствие большого усиления (усиление мощности сигнала здесь достигает десятков тысяч раз) включение с общим эмиттером применяется почти во всех каскадах предварительного усиления, а также часто используется в каскадах мощного усиления, так как при этом необходимая мощность входного сигнала обычно оказывается наименьшей.

Включение транзистора с общим коллектором

При включении с общим коллектором транзистор, аналогично лампе с общим анодом, усиливает лишь ток сигнала, не давая усиления напряжения, и не изменяет полярность сигнала; поэтому каскад с общим коллектором называют эмиттерным повторителем. Транзистор при таком включении имеет высокое входное сопротивление, растущее почти пропорционально сопротивлению нагрузки цепи эмиттера переменному току $R_{э\sim}$ малую динамическую входную емкость и малую выходную емкость, малое выходное сопротивление, сильно возрастающее при увеличении сопротивления источника сигнала. Коэффициент гармоник при таком включении минимален и при полном использовании транзистора и правильном выборе режима каскада обычно не превышает (см. стр. 162 и 238).

Параметры эквивалентных схем выходной и входной цепей при включении транзистора с общим коллектором можно найти из выражений

$$\left.\begin{aligned} &\mu' \approx \frac{r_к}{r_б + r_к} \approx 1; \qquad R_i' \approx r_э + \frac{r_б(r_к - r_г)}{r_б + r_к}; \\ &R_{вых} \approx r_э + \frac{(r_б + R_и)(r_к - r_г)}{r_б + r_к + R_и}; \\ &C_{вых} \approx C_к\left(1 + \frac{\beta r_б}{r_б + R}\right); \\ &r \approx r_б;\ R \approx (1+\beta)(r_э + R_{э\sim}); \\ &C_{вх.д} \approx \frac{0,16}{f_\alpha(r_э + R_{э\sim})} + \frac{C_н}{1+\beta}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}11)$$

Вследствие отсутствия усиления напряжения включение транзистора с общим коллектором редко применяют в промежуточных кас-

кадах многокаскадных транзисторных усилителей, но используют во входном каскаде для повышения входного сопротивления усилителя и уменьшения его входной емкости; эмиттерный повторитель также применяют в качестве выходного каскада при работе усилителя на низкоомную нагрузку, или при необходимости иметь низкое выходное сопротивление усилителя.

Включение транзистора с общей базой

Так как переменная составляющая тока коллектора меньше переменной составляющей тока эмиттера (на величину тока базы), при включении с общей базой транзистор не усиливает входной ток сигнала, а дает лишь усиление напряжения сигнала. Входное сопротивление транзистора при таком включении наименьшее и практически активно в рабочей полосе частот транзистора (рис. 4-10, *в*), а выходное — наибольшее; выходная емкость невелика. Параметры эквивалентных схем выходной и входной цепей здесь имеют значения:

$$\left.\begin{aligned} &\mu' \approx \frac{r_г}{r_э + r_б}; \quad R_i' \approx r_к - r_б \mu'; \\ &R_{вых} \approx r_к - r_б \frac{r_г - R_и}{r_б + r_э - R_и}; \\ &C_{вых} \approx C_к; \quad R \approx r_э + r_б \frac{r_к - r_г}{r_к}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}12)$$

Частотные свойства транзистора при включении с общей базой наилучшие, так как его граничная частота при таком включении $f_{гр.о.б}$, обозначаемая в справочниках f_α, связана с граничными частотами при включении с общим эмиттером $f_{гр.о.э} = f_\beta$ и включении с общим коллектором $f_{гр.о.к}$ соотношениями:

$$f_{гр.о.б} \approx \beta f_{гр.о.э} \approx \beta f_{гр.о.к}; \quad f_{гр.о.э} \approx f_{гр.о.к} \approx \frac{f_{гр.о.б}}{\beta}. \qquad (4\text{-}13)$$

Статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой α немного меньше единицы (обычно лежит в пределах от 0,9 до 0,995) и связан со статическими коэффициентами усиления тока при включении с общим эмиттером β и при включении с общим коллектором γ соотношениями

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}; \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}; \quad \gamma = 1 + \beta = \frac{1}{1-\alpha}. \qquad (4\text{-}13а)$$

Нелинейные искажения, вносимые транзистором при включении с общей базой меньше, чем при включении с общим эмиттером; коэффициент гармоник каскада при полном использовании характеристик транзистора здесь обычно лежит в пределах 2—6%. Большим достоинством включения с общей базой является то, что при нем замена одного экземпляра транзистора на другой практически не отражается на свойствах и характеристиках усилительного каскада; при таком включении транзисторы в плечах двухтактной схемы под-

бора не требуют, и в схему можно ставить любые исправные экземпляры транзисторов.

Вследствие указанных свойств включение с общей базой нередко применяется в каскадах мощного усиления (обычно в двухтактной схеме), когда коэффициент гармоник при включении с общим эмиттером оказывается чрезмерно велик, а также при невозможности или нежелательности подбора транзисторов в плечах схемы. В каскадах предварительного усиления включение с общей базой применяется редко, так как вследствие низкого входного сопротивления оно обычно требует использования трансформаторной межкаскадной связи с предыдущим каскадом, но встречается в сложных схемах (каскодная схема, фазоинверсный каскад с эмиттерной связью и др.).

В справочниках обычно приводятся так называемые h-параметры транзистора, а не значения $r_б$, $r_э$, $r_к$ и т. д.; последние можно рассчитать по h-параметрам, используя формулы

$$\left.\begin{aligned}
r_э &= h_{11о.б} - \frac{h_{12о.б}}{h_{22о.б}}(1 + h_{21о.б}) = \frac{h_{12о.э}}{h_{22о.э}};\\
r_б &= \frac{h_{12о.б}}{h_{22о.б}} = h_{11о.э} - \frac{h_{12о.э}}{h_{22о.э}}(1 + h_{21о.э});\\
r_г &= \frac{h_{21о.б} + h_{12о.б}}{h_{22о.б}} = \frac{h_{21о.э} + h_{12о.э}}{h_{22о.э}};\\
r_к &= \frac{1 - h_{12о.б}}{h_{22о.б}} = \frac{1 + h_{21о.э}}{h_{22о.э}};\\
\alpha &= h_{21о.б} = \frac{h_{21о.э}}{1 + h_{21о.э}};\ \beta = h_{21о.э} = \frac{h_{21о.б}}{1 - h_{21о.б}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}14)$$

ГЛАВА ПЯТАЯ

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

5-1. ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

В § 3-1 указывалось, что основным требованием, предъявляемым к каскадам предварительного усиления, обычно является наибольший коэффициент усиления при заданной частотной, фазовой или переходной характеристике. Исходя из этого, в каскадах предварительного усиления используют маломощные усилительные элементы с высоким коэффициентом усиления и так выбирают режим их работы, способ включения и детали схемы, чтобы получить возможно большее усиление сигнала при малом расходе питающей энергии.

5-2. РЕЗИСТИВНЫЙ КАСКАД

Применение и эквивалентные схемы

Вследствие простоты, дешевизны, малых размеров и хороших характеристик резистивный каскад является основным типом каскада предварительного усиления электронных усилителей. В нем может быть использован триод с высоким μ, тетрод, пентод, транзистор.

Электронную лампу в резистивном каскаде обычно включают с общим катодом, так как при таком включении и работе в области отрицательных напряжений на управляющей сетке лампа имеет очень высокое входное сопротивление и дает большое усиление как напряжения, так и тока сигнала при работе на нагрузку с достаточно высоким сопротивлением. Транзистор в таком каскаде по тем же причинам обычно включают с общим эмиттером, так как только при этом можно включить один за другим несколько резистивных каскадов и получить от каждого из них усиление тока, напряжения и мощности сигнала.

Принципиальные схемы лампового и транзисторного резистивного каскада предварительного усиления даны на рис. 3-15. Для анализа свойств и расчета деталей схемы каскада по заданным электрическим характеристикам (частотной, переходной), а также для расчета характеристик каскада по известным электрическим данным его деталей используют эквивалентную схему каскада, которую составляют из: эквивалентной схемы выходной цепи усилительного элемента рассматриваемого каскада, схемы межкаскадной связи и эквивалентной схемы входной цепи усилительного элемента следующего каскада.

Составленная таким образом эквивалентная схема лампового резистивного каскада предварительного усиления с общим катодом, работающего на следующий каскад, включенный также с общим катодом, изображена на рис. 5-1, *а*. Здесь часть схемы, расположенная левее точек *АБ* представляет собой эквивалентную схему выходной цепи лампы рассматриваемого каскада; часть схемы между *АБ* и *ВГ* — схему межкаскадной связи, и часть схемы правее *ВГ* — эквивалентную схему входной цепи лампы следующего каскада. В эквивалентную схему рис. 5-1, *а* не введены вспомогательные цепи кас-

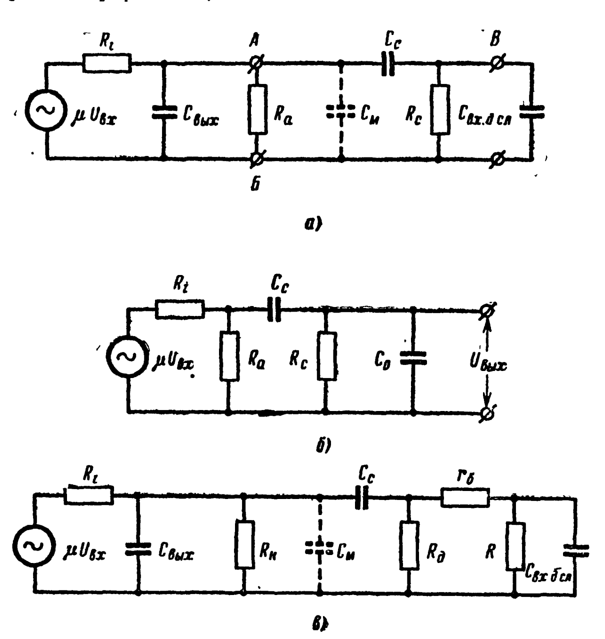


Рис. 5-1. Эквивалентные схемы резистивного каскада предварительного усиления.

а — лампового, первоначальная; *б* — то же, упрощенная; *в* — транзисторного.

када, которые не всегда в нем имеются (например, цепочка катодного смещения $C_кR_к$, развязывающего фильтра $C_фR_ф$, экранирующей сетки или эмиттерной стабилизации $C_эR_э$ и др.); влияние этих цепочек на свойства каскада удобнее учитывать отдельно и рассчитывать их самостоятельно (см. стр. 122—124, 216—223, 298—312 и т. д.).

Изображенная пунктиром на рис. 5-1, *а* емкость $C_м$ представляет собой емкость монтажа каскада, образуемую емкостью потенциального проводника (несущего потенциал сигнала) и присоединенных к нему деталей схемы, относительно общего провода или металлического шасси, соединенного с общим проводом. Емкость эта для каскада с электронной лампой и деталями схемы большого размера (конденсаторами, резисторами) при правильно размещенных

деталях и коротких соединительных проводниках обычно лежит в пределах 9—11 *пф*; при миниатюрных лампах и деталях она составляет 5—7 *пф*, и в транзисторных каскадах с малогабаритными деталями — 3—4 *пф*.

Для упрощения схемы рис. 5-1, *а* заменим параллельно включенные емкости $C_{вых}$, $C_м$ и $C_{вх\,д.сл}$[1] емкостью C_0, равной их сумме

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} \qquad (5\text{-}1)$$

и представляющей собой полную емкость, нагружающую каскад; тогда эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис. 5-1, *б*.

Эквивалентная схема транзисторного резистивного каскада предварительного усиления, работающего на следующий транзисторный каскад, отличается от схемы рис. 5-1, *а* лишь тем, что содержит дополнительно сопротивления R и $r_б$ (рис. 5-1, *в*); эквивалентные схемы лампового и транзисторного оконечных резистивных каскадов, работающих на внешнюю нагрузку из параллельно включенных $C_н$ и $R_н$, отличаются от схемы рис. 5-1, *б* тем, что здесь параллельно емкости C_0 подключается $R_н$, а в выражении (5-1) $C_{вх.д.сл}$ заменяется на $C_н$.

Характеристики и расчетные формулы

Из рис. 5-1, *б* видно, что при подаче на вход резистивного каскада синусоидального сигнала $U_{вх}$ неизменной амплитуды выходное напряжение $U_{вых}$ будет изменяться с изменением частоты сигнала из-за присутствия в схеме емкостей $C_с$ и C_0. При понижении частоты сигнала сопротивление разделительного конденсатора $C_с$ переменному току возрастает, вследствие чего падение напряжения сигнала на нем увеличивается и выходное напряжение $U_{вых}$ на резисторе $R_с$ уменьшается. Поэтому частотная характеристика резистивного каскада на низких частотах падает с понижением частоты из-за влияния разделительного конденсатора $C_с$. При повышении частоты сигнала сопротивление емкостей $C_с$ и C_0 переменному току падает и на высоких частотах ток сигнала, протекающий через емкость C_0, резко увеличивается. В результате этого падение напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении лампы или транзистора R_i возрастает, выходное напряжение уменьшается и частотная характеристика резистивного каскада на высоких частотах падает из-за влияния емкости C_0.

Емкость разделительного конденсатора $C_с$ берут во много раз больше нагружающей каскад емкости C_0, а поэтому в средней области частот конденсатор $C_с$ обычно не влияет на частотную характеристику, так как его сопротивление на этих частотах невелико и падение напряжения сигнала на нем ничтожно. Сопротивление же емкости C_0 на этих частотах еще очень велико ввиду малого ее значения, ток сигнала через нее ничтожен, и она также не влияет на частотную характеристику каскада на средних частотах.

Поэтому рабочую область частот резистивного, а также и всякого другого усилительного каскада обычно можно разделить на три области (рис. 5-2): *область нижних частот*, в которой на свойства реостатного каскада влияет конденсатор $C_с$; *область средних*

---

[1] Так как $C_с \gg C_{вых} + C_м$, последние две емкости без заметной погрешности можно считать присоединенными параллельно $C_{вх.д.сл}$.

частот, в которой на свойства каскада не влияет ни $C_с$, ни C_0, а поэтому частотная характеристика горизонтальна; и *область верхних частот,* в которой на свойства каскада влияет нагружающая его емкость C_0.

На этом основании для облегчения анализа свойств и упрощения расчета усилительных каскадов полную эквивалентную схему обычно преобразуют в три частные эквивалентные схемы: для нижних, средних и верхних частот, в которые входят только те элементы, которые влияют на свойства каскада в данной области частот. Эквивалентные схемы резистивного каскада с электронной лампой, справедливые для указанных областей частот, составленные на основании общей эквивалентной схемы рис. 5-1,*б*, изображены на рис. 5-3. Здесь применены следующие обозначения:

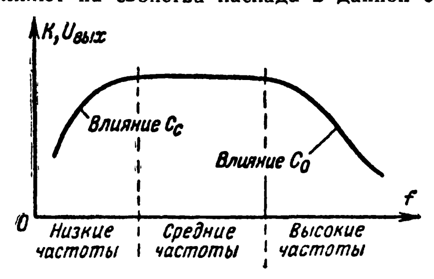


Рис. 5-2. Частотная характеристика резистивного каскада.

$U_{э.н}$ и $R_{э.н}$ — э. д. с. и сопротивление эквивалентного генератора для нижних частот, определяемые выражениями:

$$U_{э.н} = \mu\, U_{вх} \frac{R_а}{R_i + R_а}; \quad R_{э.н} = \frac{R_i R_а}{R_i + R_а}; \qquad (5\text{-}2)$$

$U_{э.в}$ и $R_{э.в}$ — э. д. с. и сопротивление эквивалентного генератора для верхних частот, равные

$$U_{э.в} = \mu\, U_{вх} \frac{R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}}; \quad R_{э.в} = \frac{R_i R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}}; \qquad (5\text{-}3)$$

$R_{а\sim}$ — сопротивление нагрузки анодной цепи переменному току, которое равно:

$$R_{а\sim} = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с}. \qquad (5\text{-}4)$$

Из эквивалентной схемы для средних частот (рис. 5-3, *б*) нетрудно найти, что коэффициент усиления напряжения резистивного каскада с электронной лампой $K_{ср}$ определится так:

$$K_{ср} = \mu \frac{R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}} = SR_{э.в}, \qquad (5\text{-}5)$$

где S — статическая крутизна характеристики анодного тока лампы в точке покоя.

Коэффициент усиления тока транзисторного резистивного каскада предварительного усиления с общим эмиттером согласно аналогичной эквивалентной схеме определяется выражением

$$K_{т.ср} \approx \beta \frac{R_{к\sim}}{R_{вх.сл}} = \frac{\alpha R_{к\sim}}{(1 - \alpha) R_{вх.сл}}, \qquad (5\text{-}6)$$

где $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление следующего каскада, найденное в рабочей точке по его входной динамической характеристике или рассчитанное как $r+R$ по формулам (4-9) или (4-11) для включения транзистора с общим эмиттером или общим коллектором и равное R (формула 4-12) при включении с общей базой;

$R_{к\sim}$ — сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току, равное параллельному соединению сопротивлений $R_{вх.сл}$, $R_к$ и других сопротивлений, подключенных к ним параллельно.

Из эквивалентных схем для нижних (рис. 5-3, *а*) и верхних (рис. 5-3, *в*) частот можно найти, что коэффициент частотных иска-

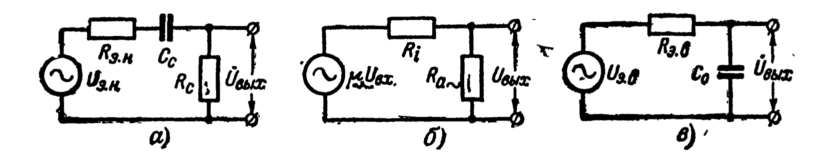


Рис. 5-3. Эквивалентные схемы резистивного каскада.

а — для нижних частот; *б* — для средних частот; *в* — для верхних частот.

жений лампового резистивного каскада и его коэффициент усиления напряжения на нижних частотах определяются выражениями

$$\left.\begin{aligned} M &= \sqrt{1+\left[\frac{1}{6,28fC_c\,(R_{э.н}+R_c)}\right]^2}; \\ K &= \frac{K_{ср}}{\sqrt{1+\left[\frac{1}{6,28fC_c\,(R_{э.н}+R_c)}\right]^2}}; \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}7)$$

и на верхних частотах

$$\left.\begin{aligned} M &= \sqrt{1+(6,28fC_0R_{э.в})^2}; \\ K &= \frac{K_{ср}}{\sqrt{1+(6,28fC_0R_{э.в})^2}}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}8)$$

где f — частота, на которой определяют коэффициент частотных искажений или коэффициент усиления.

Формулами (5-7) и (5-8) пользуются для расчета частотной характеристики резистивного каскада; эти формулы пригодны как для лампового, так и транзисторного его варианта, но входящие в них величины C_0, $R_{э.н}$, R_c, $R_{э.в}$ имеют для лампового и транзисторного каскадов различные значения.

Из эквивалентной схемы рис. 5-3, *а* видно, что на нижних частотах сопротивление цепи, подключенной к генератору сигнала, имеет емкостную и активную составляющие, а поэтому ток в цепи опережает э. д. с. эквивалентного генератора. Выходное напряжение, равное произведению тока на сопротивление R_c также опережает э. д. с., а следовательно, и находящееся с ним в фазе входное напряжение. В результате этого в области нижних частот угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями резистивного каскада при понижении частоты до нуля стремится к +90°, а при повышении частоты — к нулю.

На верхних частотах, как видно из рис. 5-3, *в*, ток в цепи также опережает э. д. с. эквивалентного генератора на угол, меньший 90°, так как цепь имеет активную и емкостную составляющие сопротивления; выходное напряжение, снимаемое с емкости C_0, отстает от тока на 90°, а следовательно, отстает от э. д. с. эквивалентного генератора и от входного напряжения, находящегося в фазе с э. д. с. В результате в области верхних частот у резистивного каскада угол сдвига фазы между выходным и входным напряжениями при безграничном повышении частоты стремится к —90°, а при понижении частоты — к нулю.

Поэтому фазовая характеристика как лампового, так и транзисторного резистивного каскада имеет вид, изображенный на рис. 5-4; формулы для ее расчета, соответствующие эквивалентным схемам на рис. 5-3, *а* и 5-3, *в*, таковы:

для области нижних частот

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{6{,}28fC_c(R_{э.н} + R_c)}, \qquad (5\text{-}9)$$

и для области верхних частот

$$\varphi = -\operatorname{arctg}(6{,}28fC_0R_{э\ в}). \qquad (5\text{-}10)$$

При подаче на вход резистивного каскада мгновенного скачка напряжения или тока напряжение на выходе не может мгновенно возрасти до установившегося значения из-за влияния емкости C_0; заряд этой емкости, а следовательно, и нарастание выходного напряжения происходят по экспоненциальному закону, известному из основ электротехники. Заряд емкости C_0 происходит быстро из-за малого ее значения; за время ее заряда напряжение сигнала на разделительном конденсаторе C_c из-за большой емкости последнего остается близким к нулю, а поэтому при рассмотрении процесса нарастания фронта выходного импульса емкость C_c можно считать замкнутой. При этом эквивалентная схема, изображенная на рис. 5-1, *б*, превратится в эквивалентную схему для верхних частот.

Отсюда следует, что *переходная характеристика в области малых времен и связанные с ней время установления и выброс фронта определяются эквивалентной схемой для верхних частот*. Так как частотная и фазовая характеристики на верхних частотах определяются этой же эквивалентной схемой, *время установления и выброс фронта связаны с частотной и фазовой характеристиками в области верхних частот.*

По окончании заряда емкости C_0 ее можно исключить из эквивалентной схемы каскада; при дальнейшем рассмотрении процесса влиянием емкости C_c пренебрегать нельзя, так как она постепенно будет заряжаться через резистор R_c и выходное напряжение каска-

да, равное разности напряжений на резисторе $R_а$ и конденсаторе $C_с$, уменьшается по мере заряда последнего. При исключении из схемы рис. 5-1, *б* емкости C_0 эта схема обратится в эквивалентную схему для нижних частот. Отсюда ясно, что *переходная характеристика в области больших времен и связанные с ней искажения плоской вершины импульса определяются эквивалентной схемой для нижних частот.* Ввиду того, что частотная и фазовая характеристики на нижних частотах определяются этой же эквивалентной схемой, *искажения плоской вершины импульса и, в частности, ее спад, связаны с частотной и фазовой характеристиками в области нижних частот.*

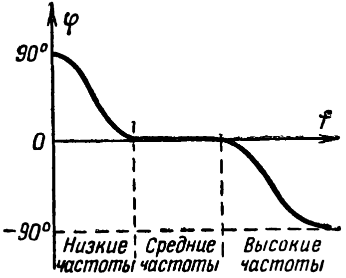


Рис. 5-4. Фазовая характеристика резистивного каскада.

Сформулированные здесь правила связи частотных и фазовых характеристик с переходными и переходных характеристик с эквивалентными схемами имеют общий характер и справедливы как для отдельных усилительных каскадов с любой схемой межкаскадной связи, так и для многокаскадных усилителей.

Таким образом, переходная характеристика резистивного каскада в области малых времен определяется процессом заряда малой емкости C_0; она монотонно поднимается, стремясь к определенному пределу (рис. 5-5, *а*). Следовательно, в резистивном каскаде выброс фронта отсутствует. Переходная характеристика резистивного каскада в области больших времен определяется процессом заряда конденсатора большой емкости $C_с$; эта характеристика монотонно падает, стремясь к нулю при неограниченном возрастании времени (рис. 5-5, *б*).

Математический анализ эквивалентных схем рис. 5-3, *а* и *в* дает следующие формулы для расчета спада вершины импульса длительностью T и времени установления в резистивном каскаде:

$$\Delta_с \approx \frac{T}{C_с(R_{э.н} + R_с)}; \qquad (5\text{-}11)$$

$$t_у = 2{,}2 C_0 R_{э.в}. \qquad (5\text{-}12)$$

Расчет лампового резистивного каскада предварительного усиления начинают с выбора подходящей лампы. Триод в резистивном каскаде предварительного усиления звуковых частот дает усиление напряжения сигнала порядка (0,65—0,85) μ; поэтому для получения возможно большего усиления в таком каскаде применяют триоды с высоким μ, обычно лежащим в пределах от 20 до 100. Для получения очень больших коэффициентов усиления на звуковых частотах удобны двойные триоды (6Н9С, 6Н2П и др.), при $\mu = 70—100$ такая лампа при сборке на ней двухкаскадного усилителя дает усиление до 2 000—5 000 раз.

Экранированная лампа в каскаде усиления звуковых частот дает большее усиление, чем триод, до 200—300 раз при нормальном напряжении источника анодного питания (150—300 *в*). Однако кас-

кад с экранированной лампой потребляет несколько больший ток от источника анодного питания, дает дополнительные частотные искажения на нижних частотах и спад вершины импульса от влияния $C_эR_э$ в цепи экранирующей сетки и стоит дороже из-за большего количества деталей схемы и большей стоимости лампы. Поэтому применение экранированной лампы в каскаде усиления звуковых частот целесообразно лишь в тех случаях, когда триод не обеспечивает нужного усиления или когда его динамическая входная емкость оказывается недопустимо высокой.

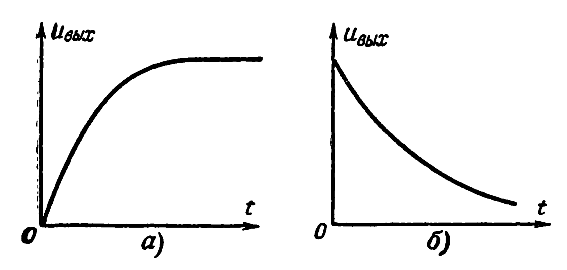


Рис. 5-5. Переходные характеристики резистивного каскада.

а — в области малых времен; *б* — в области больших времен.

В каскадах предварительного усиления гармонических сигналов с высшей рабочей частотой порядка сотен килогерц и выше, а также в каскадах предварительного усиления импульсных сигналов с временем установления порядка нескольких микросекунд и меньше следует применять только экранированные лампы, так как триоды в этих условиях дают много меньшее усиление из-за высокой входной динамической емкости.

Для уменьшения емкости конденсатора $C_с$ и получения наибольшего усиления сопротивление резистора $R_с$ желательно брать возможно большим. Однако при чрезмерном сопротивлении $R_с$ проходящие через него небольшие электронные и ионные токи сетки, имеющие место даже при работе лампы в отрицательной области сеточных напряжений, а также токи, вызванные несовершенством изоляции разделительного конденсатора, ламповой панели, монтажа и т. п., создают на резисторе $R_с$ значительное падение напряжения, изменяющее величину подаваемого на сетку отрицательного смещения и даже могущее создать на сетке положительный потенциал. У мощных ламп ток эмиссии с управляющей сетки, вызванный нагревом последней и ее электронной бомбардировкой, создает на $R_с$ падение напряжения, направленное плюсом к сетке. В результате отрицательное смещение на сетке падает, ток анода и его нагрев увеличивается, нагрев сетки и ее эмиссия растут. При чрезмерно большом $R_с$ этот процесс нарастает лавинообразно и лампа выходит из строя; при катодном смещении возрастание катодного тока увеличивает смещение, что тормозит развитие процесса. Поэтому в справочных данных мощных ламп иногда указывают два максимальных значения $R_с$ — меньшее значение для фиксированного сме-

щения (смещения от отдельного источника) и большее значение для катодного смещения.

По указанным причинам сопротивление резистора R_c берут равным или немного меньшим максимальной величины, указанной в справочных данных лампы следующего каскада. Если в справочнике максимальная величина R_c для выбранной лампы не указана, его можно брать равным 0,3—1 *Мом* (меньшие значения относятся к лампам с высокой крутизной характеристики).

Необходимую емкость разделительного конденсатора C_c в ламповом резистивном каскаде рассчитывают по формулам, получаемым в результате решения уравнений (5-7) и (5-11) относительно C_c:

$$C_c = \frac{0,159}{f_н (R_{э.н} + R_c) \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} \approx \frac{0,159}{f_н R_c \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}}, \quad (5\text{-}13)$$

$$C_c \approx \frac{T_{макс}}{\Delta_c (R_{э.н} + R_c)} \approx \frac{T_{макс}}{\Delta_c R_c}, \quad (5\text{-}14)$$

так как здесь обычно $R_{э.н} \ll R_c$; в формулах (5-13) и (5-14) $f_н$ — низшая рабочая частота каскада, $M_{н.с}$ — допустимый коэффициент частотных искажений на низшей частоте от влияния конденсатора C_c; $T_{макс}$ — максимальная длительность усиливаемых каскадом импульсов; Δ_c — допустимый спад вершины импульсов максимальной длительности от влияния конденсатора C_c. Формулу (5-13) используют при расчете каскадов усиления гармонических сигналов как звуковой частоты так и широкополосных; формулу (5-14) — при расчете каскадов усиления импульсных сигналов.

Рабочее напряжение конденсатора C_c следует брать равным или выше напряжения источника анодного питания, так как при непрогретой, вынутой или неисправной лампе напряжение на конденсаторе достигает этого значения; его сопротивление изоляции должно быть не меньше 1 000 R_c, так как иначе на управляющую сетку следующей лампы попадает заметный положительный потенциал, изменяющий величину отрицательного смещения. Поэтому в ламповых резистивных каскадах для C_c не применяют электролитические конденсаторы ввиду слишком низкого сопротивления их изоляции.

Сопротивление резистора R_a в ламповом резистивном каскаде усиления звуковых частот обычно берут порядка (0,2—0,5) R_c, но не выше 200—300 *ком*, так как при дальнейшем его увеличении усиление не возрастает, а частотные искажения на высшей рабочей частоте заметно растут и падает максимальная амплитуда выходного сигнала, которую может отдать каскад. При использовании в таком каскаде триода значение R_a по этим же причинам не должно превышать (7—10) R_{ic}, где R_{ic} — внутреннее сопротивление триода в линейной части его характеристики, обычно указываемое в справочных данных лампы.

В широкополосных резистивных каскадах усилителей как гармонических, так и импульсных сигналов с экранированными лампами максимальное сопротивление резистора R_a рассчитывают по формулам, получаемым в результате решения уравнений (5-8) и (5-12) относительно $R_{э.в}$:

$$R_a \approx R_{э.в} = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{6,28 f_в C_0}; \quad R_a \approx R_{э.в} = \frac{t_у}{2,2 C_0}, \quad (5\text{-}15)$$

так как здесь $R_а$ всегда во много раз меньше R_i и $R_с$, а поэтому $R_{э.в}$, представляющее собой результат параллельного соединения $R_а$, $R_с$ и R_i, практически равно наименьшему из сопротивлений, т. е. $R_а$. Первую из формул (5-15) используют при расчете каскадов усиления гармонических сигналов, вторую — при расчете импульсных усилителей. Если $R_а$, найденное по формулам (5-15) получается меньше 5—7 *ком*, то в каскаде следует применить высокочастотную коррекцию (см. стр. 124) и пересчитать $R_а$ по формуле (5-68).

Отрицательное смещение на управляющей сетке лампы каскада предварительного усиления находят из выражения

$$U_{с0\,мин} = U_{вх\,m} + (0{,}7 \div 1) \approx \frac{U_{вых\,m}}{K_{пр}} + (0{,}7 \div 1), \quad (5\text{-}16)$$

где $U_{вх\,m}$ и $U_{вых\,m}$ — расчетная амплитуда напряжения сигнала на входе и выходе каскада;

$K_{пр}$ — приближенное значение коэффициента усиления напряжения, равное $0{,}75\,\mu$ для триода и $S_{ср} R_а$ для экранированной лампы (здесь $S_{ср}$ — крутизна статической характеристики анодного тока в середине отрезка динамической выходной характеристики постоянного тока, заключенного между нулевой характеристикой и горизонтальной осью).

Запас смещения 0,7—1 *в* берут потому, что у многих ламп токи сетки исчезают лишь при отрицательном смещении 0,5—0,7 *в*.

Найдя отрицательное смещение, определяют положение точки покоя по динамической характеристике постоянного тока; если рассчитывают каскад усиления звуковых частот, а ток покоя анодной цепи получился значительным, увеличивают смещение до получения тока покоя 0,5—1,5 *ма*, лишь обеспечивающего необходимую амплитуду выходного сигнала.

При использовании в каскаде усиления звуковых частот экранированной лампы напряжение на экранирующую сетку подают порядка 20% от напряжения источника анодного питания, что составляет 30—50 *в*. Если статические характеристики лампы для таких напряжений на экранирующей сетке в справочнике отсутствуют; их приходится снимать. Сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки $R_э$ находят, поделив напряжение, которое нужно на нем погасить, на ток покоя цепи экранирующей сетки $I_{э0}$ в выбранном режиме. Ориентировочно $I_{э0}$ можно найти, помножив ток покоя цепи анода $I_{а0}$ на отношение тока экранирующей сетки к току анода в типовом режиме, указанном в справочных данных лампы.

Коэффициент усиления каскада с триодом находят по первому варианту формулы (5-5), а коэффициент усиления каскада с экранированной лампой — по второму варианту этой формулы, считая $R_{э.в} \approx R_{а\sim}$ ввиду высокого внутреннего сопротивления экранированной лампы.

Расчет транзисторного резистивного каскада предварительного усиления начинают с выбора транзистора. В каскадах усиления звуковых частот применяют маломощные низкочастотные транзисторы с возможно большим значением β (обычно не ниже 20); в широкополосных каскадах предварительного усиления используют маломощные высокочастотные транзисторы с высоким β.

Ток покоя цепи коллектора резистивного транзисторного каскада $I_{к0}$ выбирают так, чтобы обеспечить с достаточным запасом (с точки зрения изменения положения точки покоя при колебаниях температуры окружающей среды и замене транзисторов) расчетную амплитуду входного тока сигнала следующего каскада $I_{вх m сл}$. Обычно достаточно иметь:

$$I_{к0} = (1,3 \div 2)\, I_{вх m сл}. \tag{5-17}$$

Если найденное из (5-17) значение $I_{к0}$ меньше оптимального для выбранного типа транзистора, его увеличивают до оптимального (с точки зрения β, площади усиления и расхода энергии питания); например, для маломощных низкочастотных транзисторов (П13, П15 и др.) оптимальный ток коллектора составляет около 1 *ма*, для высокочастотных (П403, П411 и др.) — 2—3 *ма*. Напряжение смещения базы, необходимое для получения выбранного тока коллектора, находят по статической входной характеристике.

Сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора рассчитывают, поделив допустимое падение напряжения на нем на ток $I_{к0}$; напряжение покоя между коллектором и эмиттером $U_{к.э\,0}$ желательно брать порядка 0,3—0,5 от напряжения источника питания для уменьшения опасности выхода точки покоя из рабочего участка характеристики при изменении температуры или замене транзистора в каскаде; напряжение источника питания не должно превышать допустимого напряжения коллектор — эмиттер во избежание пробоя транзистора при обрыве цепи базы или сильном запирающем сигнале. При усилении сигналов малой амплитуды (не выше десятков милливольт) $U_{к.э\,0}$ порядка 1—1,5 *в* обычно уже достаточно для нормальной работы каскада усиления звуковых частот. В широкополосных каскадах $U_{к.э\,0}$ желательно брать порядка 0,3—0,4 допустимого напряжения коллектор — эмиттер, что обычно составляет 4—5 *в*; выбор $U_{к.э\,0}$ ниже этой величины увеличивает емкость коллектор — база, а следовательно, и динамическую входную емкость транзистора, уменьшая в результате коэффициент усиления каскада.

Для обеспечения пропускания широкополосным транзисторным резистивным каскадом без высокочастотной коррекции (выполненным по схеме рис. 3-15, *б*) заданной полосы частот или обеспечения заданного времени установления сопротивление резистора $R_к$ не должно превышать:

$$R_к = \frac{R'_к R_{д1} R_{д2}}{R_{д1} R_{д2} - R'_к \left(R_{д1} + R_{д2}\right)}, \tag{5-18}$$

где

$$R'_к = \frac{R_{э\,в}(R + r_б) - R r_б}{R - R_{э.в}}; \tag{5-19}$$

$R_{э.в}$ для подстановки в формулу (5-19) рассчитывают по выражению (5-15), R находят из формул (4-9). Если значение $R_к$ или $R'_к$ при расчете по выражениям (5-18) или (5-19) получается отрицательным, то при сколь угодно большой величине $R_к$ частотные искажения на верхней рабочей частоте или время установления каскада будут меньше заданных и $R_к$ можно рассчитывать исходя из допустимого падения на нем напряжения питания.

Необходимая емкость разделительного конденсатора $C_с$ в транзисторном резистивном каскаде определяется формулами, аналогичными (5-13) и (5-14)

$$C_с = \frac{0{,}159}{f_н\left(R_к + R'_{вх.сл}\right)\sqrt{M^2_{н.с} - 1}} \approx$$

$$\approx \frac{T_{макс}}{\Delta_с\left(R_к + R'_{вх.сл}\right)}, \qquad (5\text{-}20)$$

где $R'_{вх\,сл}$ — входное сопротивление транзистора следующего каскада в рабочей точке с учетом параллельно включенного делителя подачи смещения; обычно величина $R'_{вх.сл}$ в транзисторном резистивном каскаде много меньше сопротивления резистора $R_к$, и расчетные формулы для $C_с$ приобретают вид:

$$C_с \approx \frac{0{,}159}{f_н R_к \sqrt{M^2_{н.с} - 1}} \approx \frac{T_{макс}}{\Delta_с R_к}. \qquad (5\text{-}21)$$

Ввиду сравнительно низкого входного сопротивления транзисторных каскадов в них в качестве разделительных можно применять электролитические конденсаторы с рабочим напряжением порядка напряжения источника питания. При их использовании необходимо обращать внимание на правильную полярность включения; при транзисторах типа *р-п-р* к коллектору рассчитываемого каскада обычно подключают отрицательный электрод конденсатора.

Примеры расчета

Пример 5-1. Рассмотрим пример расчета лампового резистивного каскада предварительного усиления с триодом. Предъявленные к каскаду требования и другие данные таковы: низшая рабочая частота $f_н = 80$ *гц*; высшая рабочая частота $f_в = 7\,000$ *гц*, допустимый коэффициент частотных искажений на низшей частоте от влияния разделительного конденсатора $M_{н.с} = 1{,}03$; допустимый коэффициент частотных искажений на высшей частоте $M_в = 1{,}04$. Выходное напряжение каскада $U_{вых} = 5$ *в* должно обеспечиваться при входном напряжении $U_{вх}$ не выше 0,3 *в*. В каскаде должна быть применена возможно более экономичная лампа пальчиковой серии с напряжением накала 6,3 *в*. Напряжение анодного питания каскада с учетом падения напряжения на развязывающем фильтре $E_а = 220$ *в*; входная динамическая емкость лампы следующего каскада (также пальчиковой серии) $C_{вх.д.сл} = 25$ *пф*; максимальное сопротивление резистора в цепи утечки ее управляющей сетки $R_{с.макс} = 0{,}5$ *Мом*.

Из предъявленных требований следует, что коэффициент усиления напряжения каскада должен быть не ниже

$$K_{ср} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{5}{0{,}3} = 16{,}7.$$

Поэтому для каскада пригоден триод со статическим коэффициентом усиления μ не меньше $\frac{K_{ср}}{0{,}75} = \frac{16{,}7}{0{,}75} = 22{,}3$. Из справочника по

лампам найдем, что поставленным условиям удовлетворяет триод типа 6С1П; его внутреннее сопротивление по справочнику $R_{ic}=11,6$ *ком*, $\mu=26$, потребляемая цепью накала мощность менее 1 *вт*.

Возьмем сопротивление резистора в анодной цепи $R_а=7R_{ic}=7\cdot 11,6=81$ *ком*, округлив его до стандартного значения 82 *ком*, и сопротивление резистора утечки в цепи сетки оконечного каскада $R_с=0,33$ *Мом*, что меньше максимальной величины 0,5 *Мом* и значительно превышает $R_а$, а следовательно, не будет сильно снижать усиление каскада. Проведя на семействе статических выходных характеристик триода 6С1П нагрузочную прямую постоянного тока для $R_а=82$ *ком* (прямая *1* на рис. 4-1, *б*) и найдя приближенно напряжение входного сигнала как

$$U_{вх} \approx \frac{U_{вых}}{0,75\mu} = \frac{5}{0,75\cdot 26} = 0,256 \text{ в},$$

определим, что для предотвращения появления сеточных токов на сетку необходимо подать отрицательное смещение не менее

$$U_{с\,0\,мин} = U_{вх} + (0,7 \div 1) = 0,256 + (0,7 \div 1) = \\ = 0,956 \div 1,256 \text{ в}.$$

При таком смещении точка покоя будет лежать вблизи верхнего конца нагрузочной прямой и ток покоя превысит 2 *ма*. Для снижения мощности, потребляемой каскадом от источника анодного питания, и предотвращения появления сеточных токов при повышенной амплитуде сигнала в данном случае целесообразно сдвинуть точку покоя на середину нагрузочной прямой, что потребует отрицательного смещения около 4 *в*. При этом ток покоя $I_{а0}$ и напряжение на аноде составят 1,25 *ма* и 115 *в* (точка *0* на рис. 4-1, *б*), внутреннее сопротивление лампы R_i в этой точке, найденное как отношение катетов прямоугольного треугольника *АБВ*, гипотенузой которого является касательная к статической характеристике лампы в точке покоя, составит около 17 *ком*.

Максимальная мощность, выделяемая в резисторах $R_а$ и $R_с$, определится выражениями

$$P_а \approx I_{а0}^2 R_а = \left(1,25\cdot 10^{-3}\right)^2 \cdot 82\,000 = 0,127 \text{ вт};$$

$$P_с = \frac{0,5U_{вых}^2}{R_с} = \frac{0,5\cdot 5^2}{0,33\cdot 10^6} = 0,38\cdot 10^{-4} \text{ вт}.$$

Поэтому для $R_а$ берем стандартный непроволочный резистор с сопротивлением 82 *ком* (стр. 367) и максимальной рассеиваемой мощностью 0,25 *вт*, а для $R_с$ — резистор с сопротивлением 0,33 *Мом* также на 0,25 *вт*, так как резисторы на 0,12 *вт* — миниатюрные и используются в основном в транзисторной аппаратуре.

Сопротивление анодной нагрузки переменному току при этом составит:

$$R_{а\sim} = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с} = \frac{82\cdot 330}{82 + 330} = 65,6 \text{ ком},$$

следовательно, точное значение коэффициента усиления напряжения и необходимое напряжение сигнала на входе каскада будут равны:

$$K_{ср} = \mu \frac{R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}} = 26 \frac{65,6}{17 + 65,6} = 20,7;$$

$$U_{вх\,m} = \frac{U_{вых\,m}}{K_{ср}} = \frac{5}{20,7} \approx 0,24 \text{ в},$$

что удовлетворяет заданию.

Приняв емкость монтажа $C_м = 7$ *пф* (малогабаритные лампы и детали) и взяв из справочника выходную емкость лампы 6С1П, равную 1,4 *пф*, определим полную емкость, нагружающую каскад:

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 1,4 + 7 + 25 = 33,4 \text{ пф}.$$

Найдя значение $R_{э.в}$

$$R_{э.в} = \frac{R_i R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}} = \frac{17 \cdot 65,6}{17 + 65,6} = 13,5 \text{ ком},$$

проверим коэффициент частотных искажений каскада на высшей рабочей частоте:

$$M_в = \sqrt{1 + (6,28 f_в C_0 R_{э.в})^2} =$$

$$= \sqrt{1 + (6,28 \cdot 7\,000 \cdot 33,4 \cdot 10^{-12} \cdot 13,5 \cdot 10^3)^2} \approx 1,0002,$$

что много меньше допустимого; следовательно, $R_а$ и положение точки покоя выбраны правильно.

Необходимая емкость разделительного конденсатора $C_с$ составит:

$$C_с \approx \frac{0,159}{f_н R_с \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} = \frac{0,159}{80 \cdot 0,33 \cdot 10^6 \sqrt{1,03^2 - 1}} =$$

$$= 2,45 \cdot 10^{-8} \text{ ф} \approx 0,025 \text{ мкф}.$$

Так как напряжение анодного питания каскада равно 220 *в*, для $C_с$ возьмем стандартный бумажный конденсатор емкостью 0,025 *мкф* на рабочее напряжение 200—250 *в*; напряжение на нем в рабочих условиях будет близко к $U_{а0} + U_{с0}$, что не превышает 120 *в*.

Сопротивление катодного смещения $R_к$ для получения на сетке отрицательного смещения 4 *в* должно быть:

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к0}} = \frac{U_{с0}}{I_{а0}} = \frac{4}{1,25 \cdot 10^{-3}} = 3\,200 \text{ ом}.$$

Берем для $R_к$ ближайший стандартный непроволочный резистор сопротивлением 3,3 *ком* и максимальной рассеиваемой мощностью 0,25 *вт*, так как выделяемая на нем мощность составляет:

$$P_к \approx I_{к0}^2 R_к = I_{а0}^2 R_к = (1,25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3\,300 = 5,1 \cdot 10^{-3} \text{ вт}.$$

Для предотвращения снижения усиления каскада параллельно этому резистору включаем конденсатор $C_к$ емкостью порядка 4 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 4 *в*; расчет емкости этого конденсатора дан на стр. 221.

Пример 5-2. Рассчитаем резистивный каскад предварительного усиления звуковых частот с экранированной лампой. Предъявленные требования таковы: коэффициент усиления напряжения — максимально возможный; амплитуда выходного напряжения, низшая и высшая рабочие частоты, допустимые частотные искажения на этих

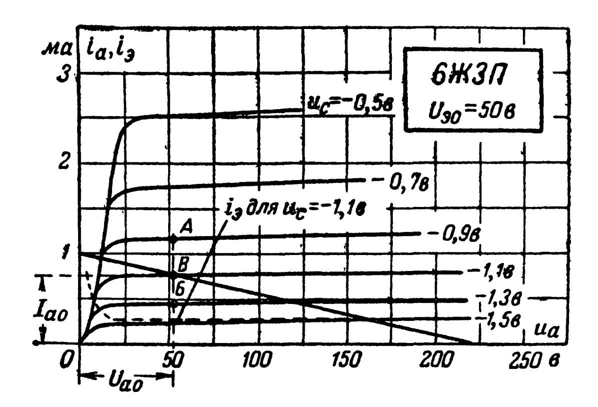


Рис. 5-6. Статические выходные характеристики тетрода 6Ж3П для напряжения на экранирующей сетке 50 *в* и нагрузочная прямая постоянного тока для $R_а$=220 *ком* и $E_а$ =220 *в*.

частотах, напряжение анодного питания, входная динамическая емкость следующего каскада и допустимое сопротивление утечки управляющей сетки лампы следующего каскада — те же, что и в примере 5-1. В рассчитываемом каскаде должна быть применена лампа пальчиковой серии типа 6Ж3П.

Для получения от каскада наибольшего усиления возьмем для $R_а$ стандартный непроволочный резистор с сопротивлением 0,22 *Мом* и для $R_с$ — наибольший для следующей лампы стандартный непроволочный резистор 0,47 *Мом*; напряжение на экранирующей сетке лампы возьмем равным 50 *в*. Проведя на семействе статических выходных характеристик лампы 6Ж3П для $U_{эо}$=50 *в* нагрузочную прямую постоянного тока, соответствующую $R_а$ =220 *ком* и $E_а$= =220 *с* (рис. 5-6), увидим, что для того чтобы точка покоя оказалась на рабочей (пологой) части статической характеристики лампы, необходимо подать на управляющую сетку отрицательное смещение не менее 1,1 *в*. Так как напряжение входного сигнала в нашем примере составит сотые доли вольта, такое смещение будет вполне достаточным. Увеличивать отрицательное смещение в данном случае не имеет смысла, так как ток покоя цепи анода $I_{а0}$ при смещении 1,1 *в* составляет всего лишь 0,75 *ма*, увеличение же смещения снизит крутизну характеристики лампы в точке покоя,

а с ней и усиление каскада. Рассчитав мощность, выделяющуюся на $R_а$ и $R_с$, так же как это было сделано в примере 5-1, найдем, что оба резистора должны быть взяты с максимальной мощностью рассеяния 0,25 *вт*.

Крутизну характеристики анодного тока в точке покоя определим, проведя через последнюю вертикальную линию, отметив точки пересечения этой линии *А* и *Б* с соседними статическими характеристиками (для —0,9 и —1,3 *в*) и поделив разность токов в точках пересечения на разность сеточных напряжений:

$$S = \frac{1,15-0,45}{1,3-0,9} = 1,75 \ ма/в = 1,75\cdot 10^{-3} \ а/в.$$

Сопротивление анодной нагрузки переменному току $R_{а\sim}$ и коэффициент усиления каскада будут равны:

$$R_{а\sim} = \frac{R_а R_с}{R_а + R_с} = \frac{220\cdot 470}{220+470} = 150 \ ком;$$

$$K_{ср} \approx SR_{а\sim} = 1,75\cdot 10^{-3}\cdot 150\cdot 10^3 \approx 260.$$

Следовательно, напряжение входного сигнала, необходимое для получения выходного напряжения 5 *в*, составит:

$$U_{вх\,m} = \frac{U_{вых\,m}}{K_{ср}} = \frac{5}{260} \approx 0,02 \ в.$$

Внутреннее сопротивление экранированной лампы много больше $R_{а\sim}$, а поэтому для каскада с экранированной лампой $R_{э.в} \approx R_{а\sim}$ и для рассчитываемого каскада равно 150 *ком*. Взяв из справочника выходную емкость лампы 6Ж3П, равную 1,5 *пф* и найдя, что полная емкость C_0, нагружающая каскад, составляет 33,5 *пф*, проверим коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте по формуле (5-8), как и в примере 5-1; проверка даст значение $M_в = 1,024$, что по заданию допустимо.

Так как для экранированной лампы $R_i \gg R_а$, то $R_{э.н} \approx R_а$ и для рассчитываемого каскада равно 220 *ком*. Отсюда, находя по точной формуле (5-13) емкость разделительного конденсатора, получим:

$$C_с = \frac{0,159}{f_н\left(R_{э.н}+R_с\right)\sqrt{M_{н.с}^2-1}} =$$

$$= \frac{0,159}{80\,(220+470)\cdot 10^3\sqrt{1,03^2-1}} = 1,17\cdot 10^{-8} \ ф \approx 0,01 \ мкф.$$

Этот конденсатор, как и в примере 5-1, берем на рабочее напряжение 200—250 *в*.

Найдя из рис. 5-6 ток покоя цепи экранирующей сетки $I_{э0}$, равный 0,25 *ма*, рассчитаем резистор катодного смещения $R_к$ и гасящий резистор в цепи экранирующей сетки $R_э$:

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к0}} = \frac{U_{с0}}{I_{а0}+I_{э0}} = \frac{1,1}{(0,75+0,25)\cdot 10^{-3}} = 1\,100 \ ом;$$

$$R_э = \frac{E_а - U_{э0} - U_{с0}}{I_{э0}} = \frac{220-50-1,1}{0,25\cdot 10^{-3}} = 6,75\cdot 10^5 \ ом.$$

Останавливаемся для $R_к$ на стандартном непроволочном резисторе 1,1 *ком* и для $R_э$ — на стандартном резисторе 680 *ком* (стр. 367). Так как выделяющаяся на этих резисторах мощность равна

$$P_к \approx I_{ко}^2 R_к = (1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1{,}1 \cdot 10^3 = 1{,}1 \cdot 10^{-3}\ вт;$$

$$P_э \approx I_{э0}^2 R_э = (0{,}25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 680 \cdot 10^3 = 4{,}25 \cdot 10^{-2}\ вт,$$

оба резистора берем с допустимой мощностью рассеяния 0,25 *вт*. Для предотвращения потери усиления от $R_к$ и $R_э$ между катодом лампы и общим проводом включим конденсатор $C_к$ емкостью порядка 30 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 1,1 *в*, а между экранирующей сеткой и общим проводом — конденсатор емкостью порядка 0,15 *мкф* на рабочее напряжение 250 *в*; расчет емкости этих конденсаторов дан на стр. 221—222.

Пример 5-3. Рассчитаем ламповый резистивный каскад предварительного усиления гармонических сигналов с широкой полосой рабочих частот. Предъявленные требования таковы: $f_н = 60$ *гц*; $f_в = 200$ *кгц*; $M_{н.с} \leqslant 1{,}06$; $M_в \leqslant 1{,}06$; $U_{вых\ m} = 1$ *в*; $U_{вх\ m} = 0{,}02$ *в*; напряжение анодного питания $E_а = 150$ *в*. Нагрузкой каскада является входная цепь лампы 6Ж5П, включенной с общим катодом и имеющей $C_{вх} = 10$ *пф*, $C_{пр} = 0{,}04$ *пф*, коэффициент усиления в рабочих условиях $K_{ср} = 80$ и максимальное сопротивление в цепи управляющей сетки 1 *Мом*. В каскаде должна быть применена возможно более экономичная лампа пальчиковой серии.

Так как высшая рабочая частота превосходит 100 *кгц*, применим в каскаде экономичный широкополосный пентод пальчиковой серии типа 6Ж1П, имеющий напряжение накала 6,3 *в*, ток накала 0,175 *а*, R_i порядка 200 *ком*, выходную емкость $C_{вых} = 2{,}5$ *пф*. При напряжении на экранирующей сетке 120 *в* и токе покоя анода 7,5 *ма* пентод 6Ж1П имеет статическую крутизну характеристики анодного тока $S = 5{,}2$ *ма/в*.

Начнем расчет с определения динамической входной емкости следующего каскада:

$$C_{вх.д.сл} = C_{вх} + C_{пр}(1 + K_{ср}) = 10 + 0{,}04(1 + 80) = 13{,}2\ пф.$$

Положив при малогабаритных лампах и деталях емкость монтажа равной 6 *пф*, найдем полную емкость, нагружающую каскад;

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 2{,}5 + 6 + 13{,}2 = 21{,}7 \approx 22\ пф.$$

Отсюда допустимое по заданным частотным искажениям на высшей рабочей частоте значение $R_{э.в}$

$$R_{э.в} = \frac{\sqrt{M_в^2 - 1}}{6{,}28 f_в C_0} = \frac{\sqrt{1{,}06^2 - 1}}{6{,}28 \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 22 \cdot 10^{-12}} = 12\,800\ ом.$$

Возьмем в качестве $R_с$ лампы 6Ж5П стандартный резистор 820 *ком* на 0,25 *вт*, что меньше максимального *I*; так как $R_с$, а также и R_i лампы 6Ж1П много больше $R_{э.в}$, то последнее, равное параллельному соединению R_i, $R_а$ и $R_с$ будет практически равно $R_а$. Поэтому берем в качестве $R_а$ стандартный непроволочный резистор 12 *ком*. Так как $R_а$ больше 10 *ком*, высокочастотная коррек-

ция в каскаде не нужна (см. стр. 78). Из задания следует, что необходимый коэффициент усиления:

$$K_{ср} = \frac{U_{вых\,m}}{U_{вх\,m}} = \frac{1}{0,02} = 50.$$

При работе лампы 6Ж1П в указанном выше режиме и крутизне ее характеристики 5,2 *ма/в* коэффициент усиления каскада составит:

$$K_{ср} \approx SR_а = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^3 \approx 62,$$

что значительно превышает необходимую величину. Для получения $K_{ср}=50$ потребуется крутизна характеристики:

$$S \approx \frac{K_{ср}}{R_а} = \frac{50}{12\,000} = 4,16 \cdot 10^{-3}\ а/в = 4,16\ ма/в.$$

По графику зависимости крутизны характеристики лампы 6Ж1П от смещения на управляющей сетке, имеющемуся в справочнике по лампам, найдем, что при $U_{э0}=120$ *в* значение $S=4,16$ *ма/в* имеет место при токе анода 5 *ма* и токе экранирующей сетки 1,5 *ма*. Проведя на семействе выходных статических характеристик 6Ж1П для $U_{э0}=120$ *в* нагрузочную прямую, соответствующую $R_а=12$ *ком* и $E_а=150$ *в* (рис. 5-7, прямая *1*), найдем, что ток покоя 5 *ма* (точка *А*) имеет место при отрицательном смещении на управляющей сетке U_{c0}, равном 2,2 *в*. При этом выделяемая в $R_а$ мощность составит 0,3 *вт*; поэтому берем этот резистор на 0,5 *вт*.

Гасящий резистор в цепи экранирующей сетки $R_э$ и резистор катодного смещения $R_к$ рассчитаем так же, как и в примере 5-2; в результате убедимся, что для $R_э$ потребуется стандартный резистор 18 *ком* на 0,25 *вт*, а для $R_к$ — 360 *ом* на 0,25 *вт*. Для предотвращения снижения усиления от влияния $R_к$ и $R_э$ катод и экранирующую сетку лампы соединим с общим проводом через конденсаторы $C_к$ и $C_э$, расчет которых дан на стр. 218—222.

Необходимую емкость конденсатора $C_с$ определим, как в примере 5-1; из расчета получим, что он должен иметь емкость 0,01 *мкф* и рабочее напряжение 160 *в*.

Пример 5-4. Рассчитаем ламповый резистивный каскад предварительного усиления импульсных сигналов обеих полярностей, имеющий следующие данные: наибольшая длительность усиливаемых импульсов $T_{макс}=1 \cdot 10^{-4}$ *сек*; время установления $t_у \leqslant 0,5 \cdot 10^{-6}$ *сек*; спад плоской вершины импульсов наибольшей длительности от влияния разделительного конденсатора $\Delta_с \leqslant 5\%$; максимальная амплитуда выходного напряжения сигнала $U_{вых\,m}=50$ *в*; нагрузка каскада представляет собой емкость 12 *пф* и сопротивление 1 *Мом*, включенные параллельно. Постоянная составляющая анодного напряжения не должна попадать на нагрузку, а поэтому последовательно с нагрузкой включается разделительный конденсатор $C_с$. Напряжение питания цепи анода $E_а=200$ *в*, коэффициент усиления каскада — не менее 50; в каскаде должна быть применена экономичная малогабаритная лампа.

Так как необходимое время установления меньше нескольких микросекунд (см. стр. 76), в каскаде применяем экранированную лампу; подходящим с точки зрения предъявленных требований является пентод типа 6Ж1П, основные данные которого приведены в примере 5-3.

Считая емкость монтажа равной в *пф* (для малогабаритных ламп и деталей), найдем, что полная емкость, нагружающая каскад, составит

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}} = 2{,}5 + 6 + 12 = 20{,}5 \text{ пф}.$$

По заданному времени установления определим $R_{\text{э.в}} \approx R_{\text{а}}$, так как и выходное сопротивление лампы 6Ж1П, и сопротивление нагрузки много больше $R_{\text{э.в}}$.

$$R_{\text{э.в}} \approx R_{\text{а}} \leqslant \frac{t_{\text{у}}}{2{,}2C_0} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 20{,}5 \cdot 10^{-12}} = 11\,100 \text{ ом}.$$

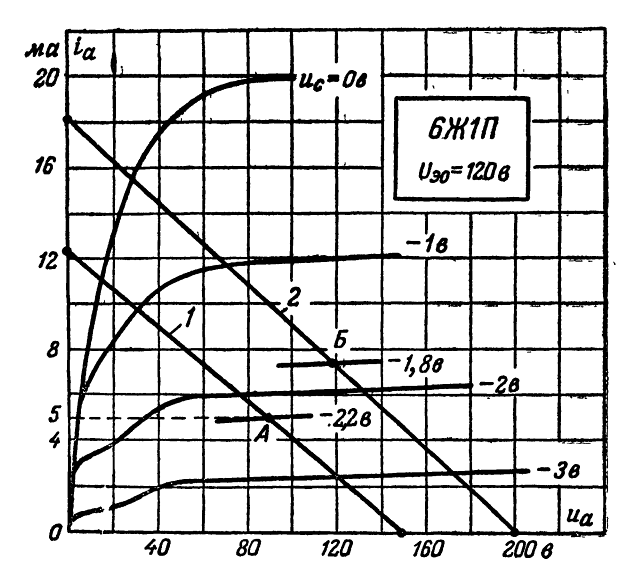


Рис. 5-7. Статические и динамические выходные характеристики пентода 6Ж1П для $R_{\text{а}}=12$ *ком* и $E_{\text{а}}=150$ *в* (прямая *1*) и для $R_{\text{а}}=11$ *ком* и $E_{\text{а}}=200$ *в* (прямая *2*).

Взяв для $R_{\text{а}}$ ближайший в меньшую сторону стандартный непроволочный резистор 11 *ком*, проверим коэффициент усиления каскада при нормальном режиме, указанном в справочных данных,

$$K_{\text{ср}} \approx SR_{\text{а}} = 5{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^3 \approx 57,$$

что удовлетворяет заданию; поэтому берем ток покоя цепи анода $I_{\text{а0}}=7{,}5$ *ма*, напряжение на экранирующей сетке $U_{\text{э0}}=120$ *в*. По нагрузочной прямой, проведенной на семействе статических выходных характеристик лампы 6Ж1П для $U_{\text{э0}}=120$ *в* и соответствующей $E_{\text{а}}=200$ *в* и $R_{\text{а}} = \approx R_{\text{а}\sim}=11$ *ком* (прямая *2* на рис. 5-7), найдем, что для получения такого $I_{\text{а0}}$ на управляющую сетку необходимо подать отрицательное смещение 1,8 *в*; при этом ток экранирующей сетки

$I_{э0}$ согласно данным справочника составит 2 *ма*. Резистор $R_а$ возьмем на мощность 1 *вт*, так как при действующем напряжении сигнала на нем $\frac{50}{\sqrt{2}}=35{,}4$ *в* и постоянной составляющей напряжения, равной $I_{а0}R_а=7{,}5\cdot10^{-3}\cdot11\cdot10^3=82{,}5$ *в*, действующее значение напряжения на $R_а$ составит:

$$U_д=\sqrt{35{,}4^2+82{,}5^2}=90\ в,$$

и выделяемая на нем мощность будет равна:

$$P_а=\frac{U_д^2}{R_а}=\frac{90^2}{11\cdot10^3}\approx0{,}74\ вт.$$

По нагрузочной прямой *2* видно, что заданная амплитуда выходного напряжения 50 *в* обеспечивается лампой как при отрицательной, так и при положительной полуволне входного сигнала с напряжением около 1 *в*.

Емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки определится выражением:

$$C_с\geqslant\frac{T_{макс}}{\Delta_с R_н}=\frac{1\cdot10^{-4}}{0{,}05\cdot1\cdot10^6}=2\cdot10^{-9}\ ф=2\,000\ пф,$$

поэтому для $C_с$ берем стандартный конденсатор 2 000 *пф* на рабочее напряжение 200 *в*.

Расчет резисторов $R_к$ и $R_э$ производится как в примере 5-2; расчет конденсаторов $C_к$ и $C_э$ дан на стр. 218—220.

Пример 5-5. Рассчитаем транзисторный резистивный каскад предварительного усиления звуковых частот, имеющий: $f_н=100$ *гц*; $f_в=6\,000$ *гц*; $M_{н.с}\leqslant1{,}06$; $M_в\leqslant1{,}06$. Транзистор следующего каскада имеет расчетную амплитуду входного тока сигнала $I_{вх\,m\,сл}=0{,}2$ *ма*; граничную частоту $f_{\alpha сл}\geqslant0{,}5\cdot10^6$ *гц*; сопротивление базы $r_{б.сл}=120$ *ом*, входное сопротивление в рабочей точке $R_{вх.сл}=250$ *ом*, емкость коллектор — база $C_{к.сл}\leqslant50\cdot10^{-12}$ *ф*; резистор смещения в цепи базы $R_{д1сл}=39$ *ком*; ток покоя коллектора $I_{к0сл}=5$ *ма*. Коэффициент усиления напряжения следующего каскада $K_{ср.сл}=150$; напряжение источника питания рассчитываемого каскада $E_к=10$ *в*, его коэффициент усиления тока должен быть не ниже 14.

Предположим вначале, что каскад будет работать в комнатных условиях при малых изменениях температуры окружающей среды и не рассчитан на замену транзисторов; тогда стабилизация режима каскада не является обязательной и он может быть собран по схеме, изображенной на рис. 5-8.

Для получения $K_{т.ср}$ не ниже 14 в каскаде нужно применить транзистор со значениями β и α не меньше

$$\beta\approx\frac{K_{т.ср}}{0{,}85}=\frac{14}{0{,}85}\approx16{,}5;$$

$$\alpha=\frac{\beta}{1+\beta}=\frac{16{,}5}{1+16{,}5}\approx0{,}94.$$

Необходимый для получения заданной величины $I_{\text{вх } m \text{ сл}}$ ток покоя коллектора рассчитываемого каскада составит:

$$I_{\text{к0}} = (1,3 \div 2) I_{\text{вх } m \text{ сл}} = (1,3 \div 2) \cdot 0,2 = 0,26 \div 0,4 \text{ ма}.$$

Таким данным удовлетворяет низкочастотный маломощный транзистор типа П6В, имеющий $\alpha_{\text{мин}} = 0,94$; $\alpha_{\text{макс}} = 0,98$; рекомендуемый ток коллектора 1 *ма*; максимальный ток коллектора в режиме усиления 10 *ма*.

Так как необходимый ток покоя получился много меньше рекомендуемого, увеличиваем $I_{\text{к0}}$ до 1 *ма*. Если в каскаде будет осуществлено смещение фиксированным током базы и в нем будет установлен экземпляр транзистора, имеющий среднее значение α, равное 0,96, необходимый ток смещения базы будет равен:

$$I_{\text{б0}} \approx \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_{\text{к0}} = \frac{1 - 0,96}{0,96} \cdot 10^{-3} =$$

$$= 4,17 \cdot 10^{-5} \text{ } a = 0,0417 \text{ ма}.$$

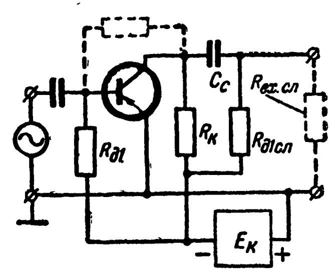


Рис. 5-8. Схема транзисторного резистивного каскада предварительного усиления звуковых частот.

По статической входной характеристике П6В для включения с общим эмиттером найдем, что при таком входном токе напряжение смещения $U_{\text{б0}} \approx 0,16$ *в*; отсюда сопротивление резистора смещения цепи базы

$$R_{\text{д1}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{б0}}}{I_{\text{б0}}} = \frac{10 - 0,16}{4,17 \cdot 10^{-5}} = 2,36 \cdot 10^5 \text{ ом} \approx 240 \text{ ком}.$$

Аналогичным образом можно найти, что при транзисторе с $\alpha = 0,94$ для получения того же тока покоя коллектора потребуется резистор $R_{\text{д1}}$ с сопротивлением 154 *ком*, а при транзисторе с $\alpha = 0,98$ — 482 *ком*.

Задавшись напряжением покоя на коллекторе $U_{\text{к0}} = 0,4 E_{\text{к}} = 0,4 \cdot 10 = 4$ *в*, определим сопротивление резистора $R_{\text{к}}$:

$$R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{к0}}}{I_{\text{к0}}} = \frac{10 - 4}{1 \cdot 10^{-3}} = 6\,000 \text{ ом},$$

что округлим до стандартного значения 6 200 *ом* (стр. 367). При этом сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току для схемы, изображенной на рис. 5-8, равное параллельному соединению $R_{\text{к}}$, $R_{\text{д1сл}}$ и $R_{\text{вх.сл}}$, составит:

$$R_{\text{к}\sim} = \frac{R_{\text{к}} R_{\text{д1 сл}} R_{\text{вх.сл}}}{R_{\text{к}} R_{\text{д1 сл}} + R_{\text{к}} R_{\text{вх.сл}} + R_{\text{д1 сл}} R_{\text{вх.сл}}} =$$

$$= \frac{6\,200 \cdot 39\,000 \cdot 250}{6\,200 \cdot 39\,000 + 6200 \cdot 250 + 39\,000 \cdot 250} = 238 \text{ ом},$$

откуда коэффициент усиления тока каскада при транзисторе с наименьшим α будет равен:

$$K_{т.ср}=\frac{\alpha R_{к\sim}}{(1-\alpha)R_{вх.сл}}=\frac{0,94\cdot 238}{(1-0,94)\cdot 250}=14,9,$$

что удовлетворяет заданию. Если $r_б$ транзистора П6В равно 150 *ом*, его входное сопротивление для переменного тока при $I_{к0}=1$ *ма* составит:

$$R_{вх}\approx r_б+\frac{r_э}{1-\alpha}=150+\frac{26}{1-0,94}\approx 600\ ом,$$

и коэффициент усиления напряжения при таком транзисторе будет равен:

$$K_{ср}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{I_{вх\,m\,сл}R_{вх.сл}}{I_{вх\,m}R_{вх}}=K_{т.ср}\frac{R_{вх.сл}}{R_{вх}}=14,9\frac{250}{600}=6,2,$$

а усиление мощности сигнала составит: $K_м=K_{т.ср}K_{ср}=14,9\cdot 6,2\approx$ $\approx 92,5$ раза. Необходимую емкость разделительного конденсатора найдем по формуле

$$C_с\approx\frac{0,159}{f_н R_к\sqrt{M_{н.с}^2-1}}=\frac{0,159}{100\cdot 6\,200\sqrt{1,06^2-1}}\approx$$

$$\approx 0,73\cdot 10^{-6}\,ф=0,73\ мкф.$$

Следовательно, для $C_с$ подойдет электролитический конденсатор с емкостью порядка 1 *мкф* и рабочим напряжением не ниже 10 *в*; проверим, не вызовет ли конденсатор такой емкости нелинейных искажений при максимальной расчетной амплитуде сигнала на низшей рабочей частоте. Падение напряжения сигнала на конденсаторе в этих условиях составит:

$$U_{mc}=\frac{I_{вх\,m\,сл}}{6,28 f_н C_с}=\frac{0,2\cdot 10^{-3}}{6,28\cdot 100\cdot 10^{-6}}=0,32\ в.$$

Так как на вход следующего каскада подается амплитуда напряжения всего лишь $U_{вх\,m\,сл}\cdot R_{вх.сл}=0,2\cdot 10^{-3}\cdot 250=0,05$ *в*, при напряжении покоя коллектора, равном 4 *в*, транзистор рассчитываемого каскада легко обеспечит такие напряжения без появления нелинейных искажений.

Для определения вносимых каскадом частотных искажений на верхней рабочей частоте при выбранной величине $R_к$, найдем $R_{э.в}$ и C_0; в виду того, что в данном случае $r_{б.сл}\ll R_к\ll R_{д1сл}$, можно считать (см. рис. 5-1, *в*), что

$$R_{э.в}\approx\frac{R_{сл}R_к}{R_{сл}+R_к}=\frac{130\cdot 6\,200}{135+6\,200}\approx 127\ ом,$$

так как $R_{сл}=R_{вх.сл}-r_{б.сл}=250-120=130$ *ом*.

Динамическая входная емкость следующего транзистора составит:

$$C_{вх.д.сл} \approx \frac{0,16}{f_\alpha\ r_э} + C_к(1 + K_{ср.сл}) = \frac{0,16}{0,5\cdot10^6\cdot5,2} + $$
$$+ 50\cdot10^{-12}(1 + 150) \approx 6,2\cdot10^{-8}\ ф,$$

где

$$r_э \approx \frac{26}{I_{э0}\,(ма)} \approx \frac{26}{I_{к0}\,(ма)} = \frac{26}{5} = 5,2\ ом.$$

При такой большой динамической входной емкости выходной емкостью транзистора рассчитываемого каскада и емкостью монтажа можно пренебречь и считать, что $C_0 \approx C_{вх.д.сл}$; тогда коэффициент частотных искажений каскада на верхней рабочей частоте будет равен:

$$M_в = \sqrt{1 + (6,28 f_в C_0 R_{э.в})^2} = \sqrt{1 + (6,28\cdot6\,000\cdot6,2\cdot10^{-8}\cdot127)^2} =$$
$$= 1,044,$$

что удовлетворяет заданию.

Расчет показывает, что при найденном выше значении $R_{д1} = 240$ *ком* каскад может нормально работать при установке в него транзистора с α, лежащим в пределах 0,95—0,97 и малых изменениях температуры окружающей среды. При более высоком α, а также при значительном изменении окружающей температуры каскад без стабилизации режима работать уже не сможет. Так, например, при установке в каскад транзистора с $\alpha = 0,98$ ток покоя коллектора должен возрасти до

$$I_{к0} = \frac{\alpha I_{б0}}{1-\alpha} = \frac{0,98\cdot4,17\cdot10^{-5}}{1-0,98} = 2,04\cdot10^{-3}\ а,$$

что невозможно, так как даже при полном отсутствии напряжения на коллекторе через резистор $R_к$ под действием напряжения питания 10 *в* пойдет ток лишь $10 : 6\,200 = 1,61\cdot10^{-3}$ *а*. Поэтому при транзисторе с $\alpha = 0,98$ в цепи коллектора установится ток приблизительно 1,6 *ма*, напряжение на коллекторе окажется близким к нулю и каскад работать не будет.

Для обеспечения работоспособности каскада как при замене транзисторов, так и при изменениях температуры достаточно включить резистор $R_{д1}$ не между базой и минусом $E_к$, а между базой и коллектором, как показано на рис. 5-7 пунктиром, т. е. применить в каскаде коллекторную стабилизацию режима. В этом случае необходимое сопротивление резистора $R_{д1}$ при транзисторе с средним значением $\alpha = 0,96$ составит:

$$R_{д1} = \frac{U_{к0} - U_{б0}}{I_{б0}} = \frac{4,-0,16}{4,17\cdot10^{-5}} = 9,2\cdot10^4\ ом \approx 91\ ком.$$

При установке в такой каскад транзистора с $\alpha_{макс} = 0,98$ ток покоя коллектора определится уравнением, которое нетрудно получить, решив выражение (3-5) относительно $I_{к0}$:

$$I_{к0} = \frac{\alpha(E_к - U_{б0})}{R_{д1}(1-\alpha) + \alpha R_к} = \frac{0,98\,(10-0,16)}{9,1\cdot10^4\,(1-0,98) + 0,98\cdot6\,200} =$$
$$= 1,22\cdot10^{-3}\ а;$$

при этом напряжение на коллекторе снизится примерно до 2,4 *в* и каскад будет работоспособным как при замене транзисторов, так и при значительных изменениях температуры.

Использование коллекторной стабилизации немного снизит усиление; при транзисторе с $\alpha=0{,}94$ входной ток сигнала возрастет с $I_{вх\,м.сл} : K_{т.ср}=0{,}2\cdot10^{-3} : 14{,}9=1{,}34\cdot10^{-5}$ *а* до $1{,}4\cdot10^{-5}$ *а*, так как через $R_{д1}$ под действием выходного напряжения в 0,05 *в* пойдет ток сигнала, равный $0{,}05 : 9{,}1\cdot10^{4}\approx6\cdot10^{-7}$ *а*, складывающийся с входным током базы. В результате усиление каскада снизится с 14,9 до 14,3, т. е. на 4%; на столько же снизится и входное сопротивление каскада. При транзисторе с $\alpha=0{,}98$ снижение усиления и входного сопротивления составит уже 12%; таким образом, коллекторная стабилизация уменьшит изменение усиления и входного сопротивления при замене транзисторов. При большом изменении окружающей температуры и еще большем разбросе значений α коллекторная стабилизация не обеспечит работоспособности каскада во всех случаях; в таких условиях следует применять эмиттерную стабилизацию, которую в большинстве случаев и используют (см. следующий пример расчета).

Пример 5-6. Рассчитаем широкополосный реостатный транзисторный каскад предварительного усиления импульсных сигналов с временем установления $t_у \leqslant 1$ *мксек* и спадом вершины прямоугольных импульсов от влияния разделительного конденсатора $\Delta_с \leqslant 2\%$ при длительности импульсов $T_{макс}=1$ *мсек*. Нагрузкой его является выходной каскад с амплитудой входного тока сигнала $I_{вх\,m\,сл}=$ $=70$ *мка*, коэффициентом усиления напряжения $K_{ср}=200$, делителем смещения на входе из резисторов $R_{д1сл}=24$ *ком* и $R_{д2сл}=$ $=5{,}1$ *ком*. Транзистор П402, использованный в выходном каскаде, имеет $f_\alpha \geqslant 50$ *Мгц*, $r_{б.сл} \leqslant 100$ *ом*, $R_{сл}=400$ *ом*, $r_{э.сл}=10$ *ом*, $C_{к\,сл} \leqslant 7$ *пф*, $\beta_{сл}=40$. Напряжение питания рассчитываемого каскада с учетом падения напряжения на развязывающем фильтре $E_к=11$ *в*. Каскад должен работать нормально при установке в него любого исправного экземпляра транзистора, в диапазоне температур окружающей среды от —20 до +40° С, для чего в него следует ввести эмиттерную стабилизацию рабочей точки.

Так как амплитуда входного тока следующего каскада и заданное время установления невелики, применим в рассчитываемом каскаде маломощный высокочастотный транзистор П402, однотипный с транзистором выходного каскада; ввиду того, что необходимый для обеспечения входного тока сигнала ток покоя коллектора рассчитываемого каскада составляет 100—150 *мка*, что слишком мало, берем ток покоя коллектора $I_{к0}=2{,}5$ *ма* (оптимальный для маломощного высокочастотного транзистора).

Начнем расчет с определения динамической входной емкости выходного каскада

$$C_{вх.д.сл} \approx \frac{0{,}16}{f_{\alpha\,сл}\,r_{э.сл}} + C_{к.сл}(1+K_{ср.сл}) = \frac{0{,}16}{5\cdot10^{7}\cdot10} +$$
$$+\,7\cdot10^{-12}(1+200) \approx 1{,}73\cdot10^{-9}\ ф = 1\,730\ пф.$$

Выходная емкость транзистора рассчитываемого каскада при тех же данных транзистора, что и у выходного каскада, составит:

$$C_{вых} \approx C_к\left(1+\frac{\beta r_б}{r_б+R}\right) = 7\cdot10^{-12}\left(1+\frac{40\cdot100}{100+400}\right) \approx$$
$$\approx 55\cdot10^{-12}\ ф = 55\ пф,$$

что с учетом емкости монтажа в 3 *пф* даст полную емкость, нагружающую каскад $C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 55 + 3 = 1\,730 \approx 1\,790$ *пф*; как указывалось на стр. 91, ввиду малости $C_{вых}$ и $C_м$ по сравнению с $C_{вх.д.сл}$, в транзисторном реостатном каскаде ими можно пренебречь и считать $C_0 \approx C_{вх.д.сл} \approx 1\,730$ *пф*. Максимально допустимое значение $R_{э.в}$ при этом будет равно:

$$R_{э.в} = \frac{t_у}{2{,}2 C_0} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 1\,730 \cdot 10^{-12}} = 262 \text{ ом},$$

откуда

$$R'_к = \frac{R_{э.в}(R_{сл} + r_{б.сл}) - R_{сл} r_{б.сл}}{R_{сл} - R_{э.в}} =$$

$$= \frac{262(400 + 100) - 400 \cdot 100}{400 - 262} = 660 \text{ ом},$$

$$R_к = \frac{R'_к R_{д1сл} R_{д2сл}}{R_{д1сл} R_{д2сл} - R'_к (R_{д1сл} + R_{д2сл})} =$$

$$= \frac{660 \cdot 24\,000 \cdot 5\,100}{24\,000 \cdot 5\,100 - 660(24\,000 + 5\,100)} = 780 \text{ ом};$$

возьмем для $R_к$ ближайший в меньшую сторону стандартный резистор в 750 *ом* на 0,12 *вт*, так как при токе 2,5 *ма* выделяемая на нем мощность составит лишь несколько милливатт. Задавшись напряжением покоя коллектор — эмиттер $U_{к0} = 4{,}5$ *в*, погасим избыток напряжения питания на резисторе эмиттерной стабилизации $R_э$, для чего последний нужно взять равным:

$$R_э = \frac{E_к - U_{к0} - I_{к0} R_к}{I_{э0}} \approx \frac{11 - 4{,}5 - 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 750}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 1\,850 \text{ ом} \approx 1{,}8 \text{ ком},$$

так как $I_{э0} \approx I_{к0} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}$ *а*. При среднем для П402 значении $\beta = 40$ ток покоя базы $I_{б0} = I_{к0} : \beta = 2{,}5 \cdot 10^{-3} : 40 = 6{,}25 \cdot 10^{-5}$ *а*; взяв ток $I_д$ в нижнем резисторе $R_{д2}$ делителя подачи смещения равным $5\,I_{б0} = 5 \cdot 6{,}25 \cdot 10^{-5} \approx 3 \cdot 10^{-4}$ *а*, найдем, что:

$$R_{д2} = \frac{I_{э0} R_э + U_{б0}}{I_д} \approx \frac{2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,800 + 0{,}2}{3 \cdot 10^{-4}} =$$

$$= 1{,}57 \cdot 10^4 \text{ ом} \approx 16 \text{ ком},$$

ввиду того, что для получения $I_{к0} = 2{,}5$ *ма* на вход транзистора необходимо подать смещение база — эмиттер $U_{б0} = 0{,}2$ *в*, определяемое по статической входной характеристике П402 для включения с общим эмиттером. Верхний резистор $R_{д1}$ делителя смещения определится выражением

$$R_{д1} = \frac{E_к - I_{э0} R_э - U_{б0}}{I_{б0} + I_д} \approx \frac{11 - 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,800 - 0{,}2}{6{,}25 \cdot 10^{-5} + 3 \cdot 10^{-4}} =$$

$$= 1{,}73 \cdot 10^4 \text{ ом} \approx 18 \text{ ком}.$$

Емкость разделительного конденсатора C_c должна быть равна:

$$C_c \approx \frac{T_{\text{макс}}}{\Delta_c\left(R_к + R'_{\text{вх.сл}}\right)} = \frac{10^{-3}}{2\cdot 10^{-2}(750+447)} =$$
$$= 41{,}8\cdot 10^{-6}\ \textit{ф} \approx 50\ \textit{мкф},$$

где $R'_{\text{вх.сл}}=447$ *ом* есть сопротивление параллельного соединения $R_{\text{д1сл}}$, $R_{\text{д2сл}}$ и $R_{\text{вх.сл}}$, равного $r_{\text{б.сл}}+R_{\text{сл}}$. Конденсатор C_c берем электролитический, с рабочим напряжением 10—12 *в*. Расчет C_c по упрощенной формуле (5-21) дает в данном случае значительно завышенное значение (66,6 *мкф*).

Емкость блокировочного конденсатора $C_э$, включаемого параллельно $R_э$ для ликвидации потери усиления, рассчитываем по формуле (7-19), что при дополнительном спаде $\Delta_э=3\%$ от влияния этого конденсатора и сопротивлении источника сигнала $R_и=700$ *ом* дает значение $C_э\approx 1\,000$ *мкф*. Коэффициенты усиления тока и напряжения рассчитанного каскада при транзисторе, имеющем $\beta=40$, составят:

$$K_{\text{т.ср}} \approx \beta\frac{R_{к\sim}}{R_{\text{вх.сл}}} = 40\frac{280}{500} = 22{,}4,$$

$$K_{\text{ср}} = K_{\text{т.ср}}\frac{R_{\text{вх.сл}}}{R_{\text{вх}}} = 22{,}4\frac{500}{580} \approx 19,$$

так как $R_{к\sim}$, представляющее собой сопротивление параллельного соединения $R_к$, $R_{\text{д1сл}}$, $R_{\text{д2сл}}$ и $R_{\text{вх.сл}}$ равно 280 *ом*, а $R_{\text{вх}}$ рассчитанного каскада при $r_б=100$ *ом*, $\beta=40$ и $I_{\text{к0}}=2{,}5$ *ма* составляет 580 *ом*.

5-3. ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ КАСКАД

Применение и эквивалентные схемы

Вследствие большой стоимости, размеров и веса трансформатор, как указывалось выше, сравнительно редко используется как элемент межкаскадной связи в каскадах предварительного усиления, но широко применяется в качестве входного устройства, а также часто используется как выходное устройство для связи каскада мощного усиления с нагрузкой.

В трансформаторном каскаде предварительного усиления можно применять триод, экранированную лампу, транзистор. При использовании экранированной лампы одна из обмоток трансформатора обязательно должна быть шунтирована активным сопротивлением, иначе конструирование трансформатора окажется практически невозможным. Электронную лампу в трансформаторном каскаде предварительного усиления для получения от каскада наибольшего усиления обычно включают с общим катодом, транзистор — с общим эмиттером. Для снижения нелинейных искажений, а также для уменьшения изменения свойств каскада при замене транзистора последний в трансформаторном каскаде иногда включают с общей базой.

Эквивалентная схема трансформаторного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом, изображена на рис. 5-9. Здесь, так же как и в эквивалентной схеме резистивного каскада, не учтены вспомогательные цепи (смещения, экранирующей сетки, развязывающего фильтра и т. п.), так как их влияние удобнее учесть отдельно. На рис. 5-9 обозначения следующие: μ и R_i — статический коэффициент усиления и внутреннее сопротивление примененной в каскаде лампы в точке покоя; $C_{вых}$ — выходная емкость лампы; r_1 и L_{s1} — активное сопротивление и индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора; L_1 — индуктивность его первичной обмотки; r_c — сопротивление потерь в сердечнике транс-

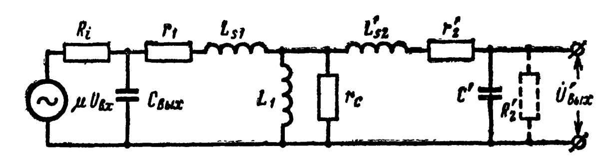


Рис. 5-9. Эквивалентная схема трансформаторного каскада с электронной лампой, включенной с общим катодом.

форматора; L'_{s2} и r'_2 — приведенные к первичной обмотке индуктивность рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки; C' — приведенная к первичной обмотке полная емкость, нагружающая вторичную обмотку трансформатора и определяющаяся выражением (5-26); $U'_{вых}$ и R'_2 — приведенные к первичной обмотке напряжение на вторичной обмотке (выходное напряжение) и сопротивление шунта или нагрузки на вторичной обмотке. Так как R_2 в трансформаторном каскаде может отсутствовать, оно изображено на рис. 5-9 и далее пунктиром.

Как известно из основ электротехники, приведенные к первичной обмотке значения определяются выражениями

$$L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2};\ r'_2 = \frac{r_2}{n^2};\ R'_2 = \frac{R_2}{n^2};\ C' = Cn^2;\ U'_2 = \frac{U_2}{n}, \qquad (5\text{-}22)$$

где n — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки трансформатора w_2 к числу витков его первичной обмотки w_1:

$$n = \frac{w_2}{w_1}. \qquad (5\text{-}23)$$

Если на высшей рабочей частоте $f_в$ сопротивление емкости C, нагружающей вторичную обмотку трансформатора, втрое или больше превышает сопротивление активной нагрузки R_2, то нагрузку трансформатора в полосе рабочих частот можно считать активной и частотную и фазовую характеристики каскада рассчитывать без учета влияния емкости C. Поэтому трансформатор, для которого удовлетворяется условие

$$R_2 \leqslant \frac{1}{3\omega_в C} \approx \frac{1}{20 f_в C} \qquad (5\text{-}24)$$

назовем трансформатором с активной нагрузкой. Трансформатор, для которого условие (5-24) не удовлетворяется, т. е. для которого

$$R_2 > \frac{1}{20 f_в C} \qquad (5\text{-}25)$$

назовем трансформатором с емкостной нагрузкой; частотную и фазовую характеристики такого трансформатора определяют с учетом влияния емкости C.

Обеспечить трансформатору емкостную нагрузку по условию (5-25) удается лишь для входных и межкаскадных трансформаторов ламповых усилителей, не включая резистор R_2 на вторичную обмотку или включая R_2 с достаточно большим сопротивлением. Выходные трансформаторы ламповых усилителей, а также входные, межкаскадные и выходные трансформаторы транзисторных усилителей обычно имеют сопротивление нагрузки вторичной обмотки, удовлетворяющее условию (5-24), а поэтому являются трансформаторами с активной нагрузкой.

Достоинством трансформатора с емкостной нагрузкой является больший коэффициент усиления напряжения по сравнению с трансформатором, имеющим активную нагрузку, а также возможность получить частотную характеристику с подъемом на верхних частотах, что невозможно при активной нагрузке. Однако входное сопротивление трансформатора с емкостной нагрузкой очень сильно изменяется в полосе рабочих мест, что недопустимо для входных трансформаторов усилителей, работающих от линии связи; входное сопротивление трансформатора с активной нагрузкой изменяется значительно меньше.

Исследования показали, что в правильно рассчитанном и сконструированном трансформаторе влияние r_c и $C_{вых}$ на свойства и характеристики трансформатора обычно очень мало, а поэтому из эквивалентной схемы их можно исключить; емкость C, во много раз превышающая $C_{вых}$, равна сумме собственной емкости трансформатора $C_{тр}$, емкости монтажа $C_м$ и входной динамической емкости следующего усилительного элемента $C_{вх.д.сл}$ (или емкости нагрузки $C_н$ в случае выходного каскада):

$$C = C_{тр} + C_м + C_{вх.д.сл}. \qquad (5\text{-}26)$$

Собственная емкость трансформатора представляет собой емкость, оказывающую на свойства трансформатора приблизительно то же влияние, которое оказывают все имеющиеся в трансформаторе емкости (распределенные емкости обмоток, емкости между сердечником и обмотками, междуобмоточные емкости и т. п.). Она не может быть точно рассчитана, но ее нетрудно измерить, а поэтому значение $C_{тр}$ берут из практических данных. Собственная емкость трансформаторов различных размеров и конструкций, которой можно пользоваться для расчета трансформаторов, дана в табл. 5-1.

Эквивалентная схема транзисторного трансформаторного выходного каскада не отличается от схемы, изображенной на рис. 5-9; эквивалентная схема транзисторного каскада предварительного усиления, нагрузкой которого является входная цепь следующего транзистора, несколько отлична от схемы рис. 5-9 из-за наличия в этом случае сопротивления базы. Однако влияние $r_б$ в таком каскаде обычно сказывается лишь на частотах, превышающих верхнюю рабочую частоту, а поэтому эквивалентная схема рис. 5-9 оказывается

Таблица 5-1

Собственная емкость трансформаторов при намотке их из провода с эмалевой изоляцией (ПЭЛ, ПЭВ и др.)

Трансформатор	Размер сердечника	Намотка	Количество секций	Собственная емкость трансформатора $C_{тр}$, *пф*
Входной, броневого типа, сердечник из трансформаторной стали	Ш14×20	Вразброс, несколько прокладок из папиросной бумаги	1	140
То же	Ш14×20	В слой, между слоями прокладки из телефонной бумаги	1	70
Входной, броневого типа, сердечник из пермаллоя	Ш5×7	Вразброс, без прокладок	1	40
То же	Ш5×7	То же	2	20
Входной, стержневого типа с двумя катушками, сердечник из пермаллоя	6×9	» »	2×2	25

практически пригодной и для транзисторных каскадов предварительного усиления.

Так же как и для резистивного каскада, область рабочих частот трансформаторного каскада можно разделить на три области: нижних, средних и верхних частот. В области нижних частот на свойства и характеристики трансформаторного каскада влияет индуктивность первичной обмотки L_1, включенная параллельно нагрузке трансформатора и уменьшающая выходное напряжение при понижении частоты сигнала. В области средних частот влияние индуктивности первичной обмотки исчезает ввиду ее большого сопротивления на этих частотах, влияние же индуктивностей рассеяния и емкости *C* еще не сказывается, а поэтому в области средних частот трансформатор практически не вносит частотных и фазовых искажений. В области верхних частот у трансформатора с активной нагрузкой на характеристики начинают влиять индуктивности рассеяния, падение напряжения сигнала на которых возрастает с увеличением частоты; в результате выходное напряжение трансформатора падает на верхних частотах. У трансформатора с емкостной нагруз-

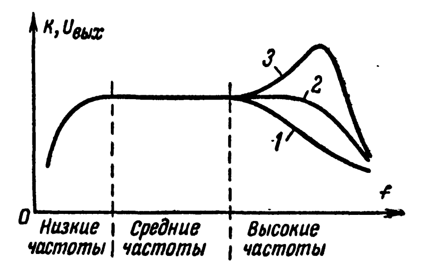


Рис. 5-10. Частотные характеристики трансформаторного каскада.

1 — при трансформаторе с активной нагрузкой; *2* — при трансформаторе с емкостной нагрузкой, $d_в=\sqrt{2}$, *3* — то же, $d_в < \sqrt{2}$.

кой на характеристики в области верхних частот влияют как индуктивности рассеяния, так и емкость C, от величины и соотношения которых зависит вид характеристики трансформатора (рис. 5-10).

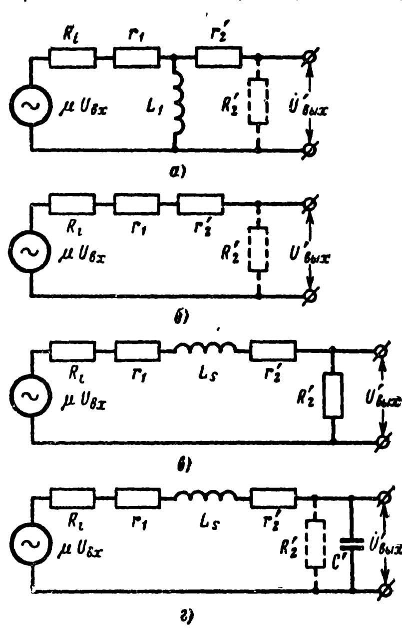


Рис. 5-11. Эквивалентные схемы трансформаторного каскада.

а — для нижних частот; *б* — для средних частот; *в* — для верхних частот, трансформатор с активной нагрузкой; *г* — то же, трансформатор с емкостной нагрузкой.

Учитывая сказанное, из полной эквивалентной схемы трансформаторного каскада можно получить упрощенные схемы для нижних, средних и верхних частот (рис. 5-11), позволяющие рассчитать его характеристики; здесь через L_s обозначена сумма индуктивности рассеяния первичной обмотки и приведенной к первичной обмотке индуктивности рассеяния вторичной

$$L_s = L_{s1} + L_{s2}'. \quad (5\text{-}27)$$

Характеристики и расчетные формулы

Анализ эквивалентных схем, изображенных на рис. 5-11, дает формулы для расчета основных данных трансформаторного каскада и его характеристик, приведенные ниже.

Коэффициент усиления напряжения трансформаторного каскада с электронной лампой

$$K_{ср} = \mu n \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}. \quad (5\text{-}28)$$

Эта формула справедлива для трансформатора как с активной, так и с емкостной нагрузкой; при емкостной нагрузке и отсутствии шунта R_2 на вторичной обмотке формула (5-28) упрощается:

$$K_{ср} \approx \mu n. \quad (5\text{-}29)$$

Формулы (5-28) и (5-29) справедливы и для входного трансформатора; в этом случае μ полагают равным единице. Коэффициент усиления тока, используемый обычно при расчете транзисторных трансформаторных каскадов, приближенно определяется выражениями

$$K_{т.ср} \approx \frac{\alpha}{n}; \; K_{т.ср} \approx \frac{\beta}{n}; \; K_{т.ср} \approx \frac{1+\beta}{n}, \quad (5\text{-}30)$$

первое из которых справедливо для включения транзистора рассчитываемого каскада с общей базой, второе — для включения с общим эмиттером и третье — для включения с общим коллектором.

Допустимое омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора с активной нагрузкой, работающего в режиме A, находят по формулам

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{\sim}(1-\eta_{тр}); \; r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}}, \qquad (5\text{-}31)$$

где c — отношение омического сопротивления первичной обмотки r_1 к приведенному омическому сопротивлению вторичной r_2.

Значение c берут в зависимости от величины постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора. При отсутствии постоянной составляющей тока в первичной обмотке, а также при малой ее величине значение c берут равным единице; при большой постоянной составляющей в первичной обмотке, что имеет место в выходных трансформаторах каскадов мощного усиления, работающих в режиме A, значение c берут от 0,5 до 0,75 для снижения падения напряжения питания на первичной обмотке, так как это повышает к. п. д. каскада.

В формуле (5-31) через $\eta_{тр}$ обозначен коэффициент полезного действия трансформатора, равный отношению мощности P_2, отдаваемой трансформатором в нагрузку, к мощности сигнала $P_{\sim}$, подводимой к первичной обмотке от усилительного элемента или источника сигнала

$$\eta_{тр} = \frac{P_2}{P_{\sim}}. \qquad (5\text{-}32)$$

Чем больше к. п. д. трансформатора, тем большую часть мощности, отдаваемой усилительным элементом, он передает в нагрузку, но тем больше размеры и стоимость трансформатора. Поэтому значение к. п. д. трансформатора выбирают, исходя из экономических соображений; для трансформаторов большой мощности выгодно к. п. д. брать большим, а для трансформаторов малой мощности — меньшим. Ориентировочные значения к. п. д., наивыгоднейшие с экономической и конструктивной точек зрения, для трансформаторов звуковой частоты различной мощности с сердечником из трансформаторной стали даны в табл. 5-2, откуда их и берут для практических расчетов.

Таблица 5-2

Ориентировочные значения к. п. д. для трансформаторов звуковой частоты с активной нагрузкой и сердечником из трансформаторной стали

Выходная мощность трансформатора P_2, *вт*	0—1	1—10	10—100	100—1 000
$\eta_{тр}$	0,6—0,75	0,7—0,85	0,84—0,93	0,92—0,96

Для выходных трансформаторов с сердечником из пермаллоя значение $\eta_{тр}$ берут порядка 0,9—0,95.

Допустимое омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора с емкостной нагрузкой находят из выражения

$$r_1 = r_1' = (0,25 \div 0,75) R_i;$$

значение числового коэффициента берут от 0,25 до 0,4 при желании получить от каскада наибольшее усиление, но при этом трансформатор получается больше и дороже; при значении коэффициента от 0,5 до 0,75 усиление каскада немного падает, но трансформатор получается меньше и легче, что важно для малогабаритной и переносной аппаратуры.

Коэффициент трансформации трансформатора с активной нагрузкой, необходимый для обеспечения заданного входного сопротивления трансформатора переменному току $R_\sim$

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_\sim - r_1}} = \sqrt{\frac{R_2}{\eta_{тр} R_\sim}}. \qquad (5\text{-}33)$$

Коэффициент трансформации трансформатора с активной нагрузкой, необходимый для получения заданного выходного сопротивления трансформатора переменному току $R_{вых}$,

$$n = \sqrt{\frac{(R_{вых} + R_2)\,\eta_{тр} - R_2}{\eta_{тр} R_i}}. \qquad (5\text{-}34)$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области нижних частот

$$K = \frac{K_{ср}}{M}; \quad M = \sqrt{1 + \left[\frac{R_{э\,н}}{6,28 f L_1}\right]^2}; \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{R_{э.н}}{6,28 f L_1}, \qquad (5\text{-}35)$$

где $R_{э.н}$ — сопротивление эквивалентного генератора на нижних частотах, определяемое выражением

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'}. \qquad (5\text{-}36)$$

Формулы (5-35) справедливы для трансформатора как с активной, так и с емкостной нагрузкой; при емкостной нагрузке и отсутствии шунта R_2 на вторичной обмотке $R_{э\,н} \approx R_i + r_1$.

Необходимая для получения заданных частотных искажений на низшей частоте индуктивность первичной обмотки трансформатора

$$L_1 \geqslant \frac{0,159 R_{э\,н}}{f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}}, \qquad (5\text{-}37)$$

где $M_{н.т}$ — допустимая величина коэффициента частотных искажений на низшей рабочей частоте $f_н$ от влияния индуктивности первичной обмотки трансформатора. Формула (5-37) пригодна для транс-

форматора как с активной, так и с емкостной нагрузкой. При $R_i \gg R_\sim$ формулы для M, φ и L_1 принимают вид:

$$\left.\begin{aligned} M &\approx \sqrt{1+\left[\frac{R_\sim - r_1}{6{,}28 f L_1}\right]^2};\\ \varphi &= \operatorname{arctg}\frac{R_\sim - r_1}{6{,}28 f L_1};\\ L_1 &\approx \frac{0{,}159\,(R_\sim - r_1)}{f_{\text{н}}\sqrt{M_{\text{н.т}}^2 - 1}}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}38)$$

Необходимая для получения заданной величины спада $\Delta_{\text{т}}$ плоской вершины прямоугольного импульса длительностью T индуктивность первичной обмотки

$$L_1 \geqslant \frac{TR_{\text{э.н}}}{\Delta_{\text{т}}}. \qquad (5\text{-}39)$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области верхних частот при активной нагрузке трансформатора

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{K_{\text{ср}}}{M};\; M = \sqrt{1+\left[\frac{6{,}28 f L_s}{R_i + R_\sim}\right]^2};\\ \varphi &= -\operatorname{arctg}\frac{6{,}28 f L_s}{R_i + R_\sim}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}40)$$

Допустимая при заданном коэффициенте частотных искажений $M_{\text{в}}$ на высшей рабочей частоте $f_{\text{в}}$ индуктивность рассеяния трансформатора с активной нагрузкой

$$L_s \leqslant \frac{R_i + R_\sim}{6{,}28 f_{\text{в}}}\sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1}. \qquad (5\text{-}41)$$

Коэффициент усиления напряжения K, коэффициент частотных искажений M и угол сдвига фазы φ в области верхних частот при трансформаторе с емкостной нагрузкой

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{K_{\text{ср}}}{M};\; M = \sqrt{(1-X^2)^2 + X^2 d_{\text{в}}^2};\\ \varphi &= -\operatorname{arctg}\frac{X d_{\text{в}}}{1 - X^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}42)$$

где

$$\left.\begin{aligned} X &= 6{,}28 f \sqrt{\frac{\alpha_{\text{в}}}{1+\alpha_{\text{в}}} L_s C'};\\ \alpha_{\text{в}} &= \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2'};\\ d_{\text{в}} &= \sqrt{\frac{\alpha_{\text{в}}}{1+\alpha_{\text{в}}}}\left[\frac{1}{R_2'}\sqrt{\frac{L_s}{C'}} + (R_i + r_1 + r_2')\sqrt{\frac{C'}{L_s}}\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}43)$$

При значении коэффициента $d_в<\sqrt{2}$ частотная характеристика трансформатора с емкостной нагрузкой имеет подъем в области верхних частот, величина которого растет с уменьшением $d_в$ (рис. 5-10, кривая 3); при $d_в=\sqrt{2}$ трансформатор пропускает наиболее широкую полосу частот, но частотная характеристика подъема не имеет (рис. 5-10, кривая 2). Значение $d_в$, при котором получается заданная величина максимального подъема частотной характеристики на высшей рабочей частоте, определяемая коэффициентом частотных искажений на этой частоте $M_в$, находят из выражения

$$d_в=\sqrt{2-2\sqrt{1-M_в^2}} \tag{5-44}$$

или из графика, приведенного на рис. 5-12.

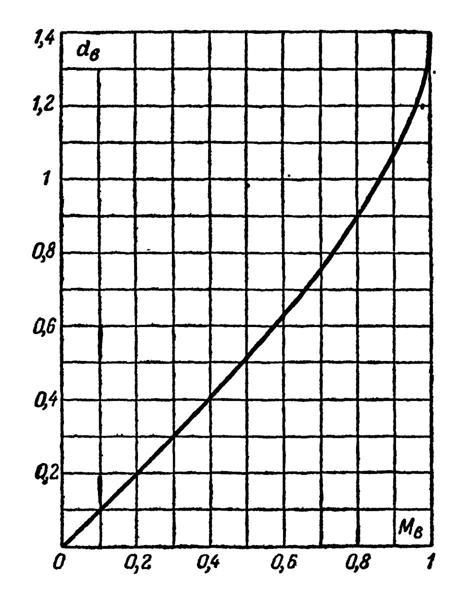


Рис. 5-12. График для определения $d_в$ по заданному коэффициенту частотных искажений $M_в$ на высшей рабочей частоте.

Значение $\alpha_в$ у трансформатора с емкостной нагрузкой и шунтом на вторичной обмотке необходимо брать:

$$\alpha_в \geqslant \frac{4}{d_в^2}-1. \tag{5-45}$$

Необходимая индуктивность рассеяния и коэффициент трансформации трансформатора с емкостной нагрузкой определяются следующими выражениями.

При шунте на вторичной обмотке и частотной характеристике с подъемом на верхних частотах

$$\left.\begin{aligned} L_s &= \frac{R_i+r_1+r_2'}{3{,}14 f_в}\cdot\frac{\sqrt{1-0{,}5\,d_в^2}}{d_в\pm\sqrt{d_в^2-\dfrac{4}{1+\alpha_в}}};\\ n &= \frac{0{,}159\sqrt{1-0{,}5\,d_в^2}}{f_в\sqrt{\dfrac{\alpha_в}{1+\alpha_в}\,L_s C}}. \end{aligned}\right\} \tag{5-46}$$

При шунте на вторичной обмотке и частотной характеристике без подъема на верхних частотах ($d_в=\sqrt{2}$)

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{4,44 f_в} \cdot \frac{\sqrt[4]{M_в^2 - 1}}{1 \pm \sqrt{1 - \frac{2}{1 + \alpha_в}}};$$

$$n = \frac{0,159 \sqrt[4]{M_в^2 - 1}}{f_в \sqrt{\frac{\alpha_в}{1 + \alpha_в} L_s C}}. \qquad (5\text{-}47)$$

При отсутствии шунта на вторичной обмотке и частотной характеристике с подъемом на верхних частотах

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{6,28 f_в d_в} \sqrt{1 - 0,5 d_в^2};$$

$$n = \sqrt{\frac{d_в^2 L_s}{(R_i + r_1 + r_2')^2 C}}. \qquad (5\text{-}48)$$

При отсутствии шунта на вторичной обмотке и частотной характеристике без подъема на верхних частотах ($d_в = \sqrt{2}$)

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{8,9 f_в} \sqrt[4]{M_в^2 - 1}; \quad n = \sqrt{\frac{2 L_s}{(R_i + r_1 + r_2')^2 C}}. \qquad (5\text{-}49)$$

В выражениях (5-46) и (5-47) для L_s перед корнем в знаменателе можно брать как знак «плюс», так и знак «минус», что дает два значения L_s. В обычных случаях перед корнем следует брать знак «плюс», так как при этом коэффициент трансформации n, а следовательно, и коэффициент усиления каскада получаются больше; знак «минус» перед корнем берут лишь тогда, когда при знаке «плюс» индуктивность рассеяния получается настолько мала, что конструирование трансформатора оказывается затруднительным.

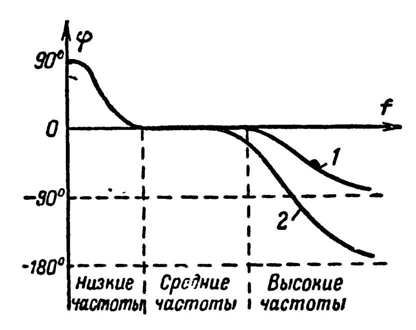


Рис. 5-13. Фазовая характеристика трансформаторного каскада.

1 — при трансформаторе с активной нагрузкой; *2* — при трансформаторе с емкостной нагрузкой.

Вид фазовой характеристики трансформаторного каскада, построенной по уравнениям (5-35), (5-40) и (5-42), дан на рис. 5-13. В области нижних частот фазовый сдвиг положителен и растет с уменьшением частоты, стремясь к

+90° при безграничном ее понижении; в области верхних частот фазовый сдвиг отрицателен и при безграничном повышении частоты теоретически стремится к —90° у трансформатора с активной нагрузкой и к —180° у трансформатора с емкостной нагрузкой.

Приведенные выше формулы для расчета частотной и фазовой характеристик трансформаторного каскада в области верхних частот справедливы только для частот, не превышающих высшую рабочую. Из-за влияния распределенных емкостей обмоток трансформатора, междуобмоточных и других емкостей действительные частотная и фазовая характеристики на частотах, во много раз превышающих высшую рабочую, сильно отличаются от рассчитанных по формулам (5-40)—(5-42); так, например, фазовый сдвиг, вносимый трансформатором с активной нагрузкой, на очень высоких частотах может достигать —150 ÷ —200°, а вносимый трансформатором с емкостной нагрузкой —300÷—500°. Поэтому в тех случаях, когда нужно знать частотную и фазовую характеристики трансформаторного каскада на частотах, во много раз превышающих высшую рабочую частоту, что, например, необходимо при проектировании усилителя с глубокой отрицательной обратной связью, частотную и фазовую характеристики измеряют на макете каскада.

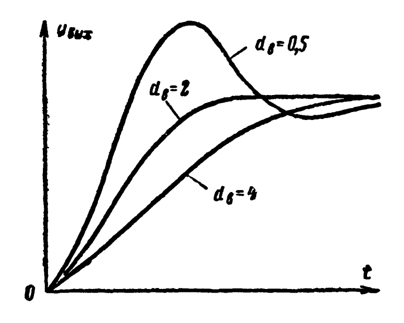


Рис. 5-14. Переходные характеристики трансформаторного каскада в области малых времен для различных значений $d_в$.

Вид переходной характеристики трансформаторного каскада в области малых времен зависит от величины $d_в$. При $d_в \geqslant 2$ переходная характеристика не имеет выброса, который появляется при $d_в<2$ и растет с уменьшением $d_в$ (рис. 5-14); время установления с уменьшением $d_в$ снижается. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления каскада

$$x_у = \frac{t_у}{\sqrt{\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C'}}$$

от $d_в$ дана на рис. 5-15.

Переходная характеристика трансформаторного каскада в области больших времен такая же, как у резистивного каскада (рис. 5-5, *б*).

Расчет характеристик и данных выходного трансформатора двухтактного каскада, работающего в режиме В, производят по формулам, несколько отличающимся от приведенных выше. Эти формулы имеют вид:

$$K_{ср} = \mu n_п \frac{R_2'}{R_{iп} + r_{1п} + r_2' + R_2'}; \quad n_п = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{\sim п} - r_{1п}}}; \qquad (5\text{-}50)$$

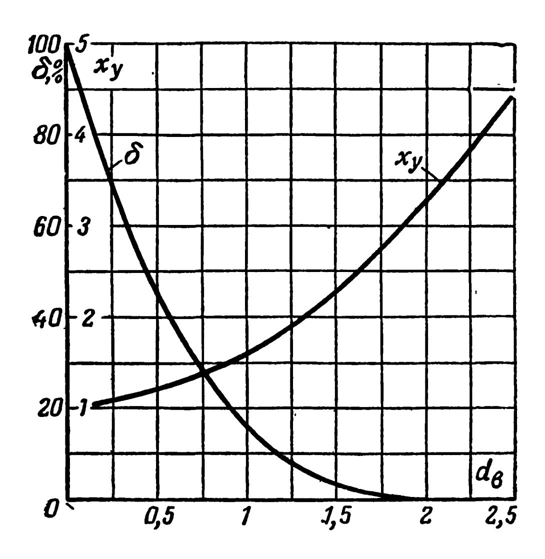


Рис. 5-15. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления $x_у$ от $d_в$ для трансформаторного каскада.

$$r_{1п} = 0,58R_{\sim п}(1 - \eta_{тр}); \quad r_2 = 0,42R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}; \qquad (5\text{-}51)$$

$$\left.\begin{aligned} R_{э\,н.п} &= \frac{(R_{iп} + r_{1п})(r_2' + R_2')}{R_{iп} + r_{1п} + r_2' + R_2'}; \\ L_{1п} &\geqslant \frac{0,159R_{э\,н.п}}{f_н\sqrt{M^2_{н.т} - 1}}; \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}52)$$

$$L_{sп} \leqslant \frac{R_{iп} + R_{\sim п}}{6,28f_в}\sqrt{M^2_в - 1}; \qquad (5\text{-}53)$$

коэффициент частотных искажений и угол сдвига фазы в области нижних частот

$$M = \sqrt{1 + \left[\frac{0,159R_{э\,н.п}}{fL_1}\right]^2}; \quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{0,159R_{э.н.п}}{fL_1}; \qquad (5\text{-}54)$$

то же в области верхних частот

$$M = \sqrt{1 + \left[\frac{6,28fL_{s\,п}}{R_{iп} + R_{\sim п}}\right]^2}; \quad \varphi = -\operatorname{arctg}\frac{6,28fL_{sп}}{R_{iп} + R_{\sim п}}. \qquad (5\text{-}55)$$

Здесь $n_п$ — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков вторичной обмотки w_2 к числу витков половины первичной обмотки $w_{1п}$; $r_{1п}$ — омическое сопротивление половины первичной обмотки; $R_{iп}$ — внутреннее сопротивление плеча двухтактной схемы переменному току за рабочую половину периода; $R_{\sim п}$ — сопротивление нагрузки плеча переменному току; $R_{э\,н.п}$ — сопротивление эквивалентного генератора на низких частотах для одного плеча схемы, определяемое формулой, аналогичной (5-36) и обращающееся в $R_{\sim п} - r_{1п}$ при $R_{iп} \gg R_{\sim п}$; $L_{sп}$ — индуктивность рассеяния трансформатора на половине первичной обмотки, определяемая выражением

$$L_{sп} = L_{s1п} + \frac{L_{s2}}{n_п^2}, \qquad (5\text{-}56)$$

где $L_{s1п}$ — индуктивность рассеяния половины первичной обмотки по отношению ко всей вторичной. Приведенные к половине первичной обмотки сопротивления в формулах (5-50) — (5-55) определяются равенствами

$$r_2' = \frac{r_2}{n_п^2}; \quad R_2' = \frac{R_2}{n_п^2}. \qquad (5\text{-}57)$$

Данные входного трансформатора двухтактного транзисторного каскада, работающего в режиме B, рассчитывают по формулам трансформатора с активной нагрузкой, работающего в режиме А, но под коэффициентом трансформации n здесь понимают отношение витков половины вторичной обмотки $w_{2п}$ к виткам первичной w_1 и омическое сопротивление обмоток находят из выражений

$$r_1 = 0{,}42R_{\sim}(1 - \eta_{тр}); \quad r_{2п} = 0{,}58R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}; \qquad (5\text{-}58)$$

где $r_{2п}$ — омическое сопротивление половины вторичной обмотки.

Нелинейные искажения, вносимые трансформатором

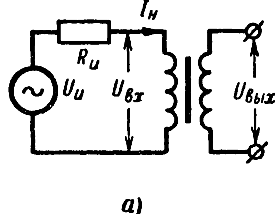
Трансформатор может вносить в электрический сигнал нелинейные искажения двух видов: искажения, вызванные нелинейностью характеристики намагничивания материала сердечника; искажения, вызванные нестационарными процессами.

Рассмотрим природу искажений первого вида. Вследствие нелинейности характеристики намагничивания материала сердечника при синусоидальной э. д. с. источника сигнала $u_и$ ток намагничивания $i_н$ оказывается несинусоидальным (рис. 5-16); этот ток, проходя через источник э. д. с. и первичную обмотку трансформатора, создает на внутреннем сопротивлении источника $R_и$ и активном сопротивлении первичной обмотки r_1 несинусоидальное падение напряжения, вычитающееся из э. д. с. В результате напряжение на первичной обмотке $u_{вх} = u_и - i_н R_и$, а следовательно, и напряжение на нагрузке оказываются несинусоидальными, т. е. возникают нелинейные искажения; они резко растут как с увеличением амплитуды сигнала, так и с понижением его частоты, так как и то и другое увеличивает индукцию в сердечнике, а следовательно, и ток намагничивания.

Для ограничения этих искажений максимальную индукцию в сердечнике, имеющую место при наибольшей расчетной амплитуде сигнала на трансформаторе и низшей рабочей частоте, берут не выше определенного значения. Допустимое значение индукции при этих условиях тем больше, чем больше мощность трансформатора и чем больше допустимые искажения; оно также зависит от примененного для сердечника магнитного материала. Ориентировочные значения допустимой индукции в сердечнике указаны на стр. 342.

Нелинейные искажения рассмотренного вида при правильном выборе индукции имеют заметную величину лишь при максимальной амплитуде сигнала и низшей его частоте и резко падают как при увеличении частоты, так и при уменьшении амплитуды; поэтому при расчете коэффициента гармоник усилителя их не учитывают. Расчет нелинейных искажений этого вида излагается в специальной литературе [1].

Второй вид искажений, обусловленный нестационарными процессами в трансформаторе, возникает в тех случаях, когда в обмотке или обмотках трансформатора



а)

б)

Рис. 5-16. Нелинейные искажения, вносимые насыщением сердечника трансформатора.

а — принципиальная схема; *б* — зависимость мгновенных значений от времени; $u_и$ — э. д. с. источника сигнала; $i_н$ — тока намагничивания; $u_{вх}$ — напряжения на первичной обмотке трансформатора.

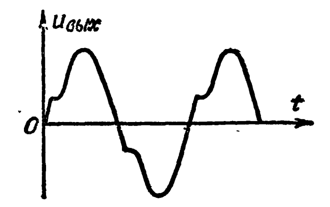


Рис. 5-17. Искажения синусоидального сигнала от влияния индуктивности рассеяния в выходном трансформаторе, работающем в режиме В.

---

[1] Цыкин Г. С., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1955, стр. 153—171.

имеет место отсечка тока, например, при работе одной или обеих обмоток в режиме В или с токами сетки. Импульсы тока сигнала в половинах обмотки трансформатора, работающей в режиме В или с токами сетки, создают несинусоидальное падение напряжения на индуктивности рассеяния обмотки, в результате чего форма выходного напряжения трансформатора искажается (рис. 5-17). Искажения этого вида растут с повышением частоты сигнала, так как при этом сопротивление индуктивности рассеяния увеличивается.

Для уменьшения искажений, вызываемых отсечкой тока, увеличивают отношение активного сопротивления цепи к индуктивности рассеяния. Коэффициент гармоник $k_{г.в}$ на высшей рабочей частоте $f_в$, вызываемый отсечкой тока в первичной обмотке двухтактного выходного трансформатора, работающего в режиме В, и допустимая индуктивность рассеяния трансформатора $L_{sп}$, приведенная к половине первичной обмотки, приближенно определяются выражениями

$$k_{г.в} \approx \frac{2,5 f_в L_{sп}}{R_{iп} + R_{\sim п}};$$

$$L_{sп} \leqslant 0,4 k_{г.в} \frac{R_{iп} + R_{\sim п}}{f_в}; \qquad (5\text{-}59)$$

обозначения здесь те же, что в формулах (5-50) — (5-55).

Так, например, если допустимое значение $k_{г.в}$ на частоте $f_в = 10$ *кгц* равно 0,05, а сумма сопротивлений $R_{iп}$ и $R_{\sim п}$ составляет 5 *ком*, то допустимая величина $L_{sп}$ равна:

$$L_{sп} \approx 0,4 \cdot 0,05 \cdot \frac{5\,000}{10\,000} = 0,01 \text{ гн}.$$

При низшей рабочей частоте в несколько десятков герц конструирование и изготовление трансформатора с такой малой индуктивностью рассеяния очень затруднительны. Поэтому на практике для уменьшения искажений, вызываемых отсечкой тока, нередко применяют специальные схемы (см. стр. 195) и особые способы намотки трансформаторов (стр. 186, 346).

Расчет трансформаторного каскада

Расчет трансформаторного каскада начинают с выбора усилительного элемента. В ламповом каскаде с трансформатором без шунта или нагрузки применяют триод, так как экранированная лампа в этих условиях требует невыполнимой конструктивно индуктивности первичной обмотки. При активном сопротивлении нагрузки или шунте на первичной или вторичной обмотке (например, в выходном каскаде, работающем на активное сопротивление нагрузки) можно применять экранированную лампу, что повысит коэффициент усиления каскада и его к. п. д., но увеличит размеры и стоимость трансформатора.

При желании получить от лампового трансформаторного каскада или от входного трансформатора наибольшее усиление и при отсутствии необходимости постоянства входного сопротивления трансформатору создают емкостную нагрузку, для чего или не вводят шунт ни в первичную, ни во вторичную обмотки, или ко вторич-

ной обмотке подключают шунт с большим сопротивлением, обеспечивающий емкостную нагрузку ($\alpha_в = 5 \div 10$); при этом коэффициент усиления напряжения окажется в 2—3 раза больше, чем при активной нагрузке. При работе трансформатора на активную нагрузку наибольший коэффициент усиления получается при равенстве входного сопротивления трансформатора выходному сопротивлению усилительного элемента каскада (или выходному сопротивлению источника сигнала в случае входного трансформатора), т. е. при $\alpha_в = 1$.

Транзистор в трансформаторном каскаде предварительного усиления желательно включать с общим эмиттером, так как при этом усиление каскада максимально; но такое включение критично к смене транзисторов и изменению температуры окружающей среды. Поэтому в трансформаторных каскадах предварительного усиления транзистор иногда включают с общей базой, что уменьшает изменение свойств каскада при замене транзистора, а также снижает коэффициент гармоник.

В транзисторных усилителях нагрузка межкаскадных трансформаторов обычно активна, так как трансформатор работает на небольшое входное сопротивление следующего транзистора, которое в рабочей полосе частот трансформатора почти всегда практически активно. При этом наибольший коэффициент усиления каскада имеет место при равенстве входного сопротивления трансформатора и выходного сопротивления транзистора рассчитываемого каскада, т. е. при согласовании выходного сопротивления транзистора с входным сопротивлением трансформатора. Однако в малогабаритных трансформаторах транзисторной аппаратуры входное сопротивление, равное выходному сопротивлению транзистора, обычно получить не удается, так как это требует больших размеров трансформатора, здесь недопустимых. Поэтому при расчете таких трансформаторов исходят из размеров сердечника, допустимых в проектируемой аппаратуре, для чего, выбрав по нормали или спроектировав сердечник допустимых размеров, рассчитывают помещающееся на нем число витков первичной обмотки и ее индуктивность [см. стр. 347—349 и формулу (10—23)], отведя на эту обмотку примерно 3/4 полезной площади окна сердечника и взяв провод наименьшего диаметра, допустимого по механической прочности и устойчивости против коррозии. Затем по формуле (5-36) находят $R_{э.н}$ по известному L_1 и из выражения

$$n = \sqrt{\frac{R_{вх.сл}\,(R_{вых} + r_1 - R_{э.н})}{R_{вых}\,R_{э.н} + 4r_1\,R_{э.н} - 3r_1\,R_{вых} - 3r_1^2}} \qquad (5\text{-}60)$$

определяют коэффициент трансформации.

Допустимое сопротивление обмоток импульсного трансформатора, работающего на активное сопротивление нагрузки, и его коэффициент трансформации определяют по формулам (5-31) и (5-33); допустимую индуктивность рассеяния здесь находят из выражения

$$L_s \leqslant \frac{\frac{4\alpha_в}{1 + \alpha_в} C\,(R_i + r_1 + r_2')^2\, n^2}{\left(d_в \pm \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1 + \alpha_в}}\right)^2}, \qquad (5\text{-}61)$$

перед корнем у которого желательно брать знак плюс, так как при этом время установления каскада будет меньше, чем при знаке минус.

Примеры расчета

Пример 5-7. Рассчитаем выходной трансформатор для однотактного выходного каскада мощного усиления с лампой, включенной с общим катодом и работающей в режиме А. Предъявленные требования и другие данные таковы: нагрузка каскада — электродинамический громкоговоритель с активным сопротивлением $R_2 = 4$ *ом*; сопротивление нагрузки лампы переменному току (входное сопротивление трансформатора) $R_{a\sim} = 5\,000$ *ом*; выходное сопротивление лампы каскада $R_i = 40$ *ком*; ее статический коэффициент усиления $\mu = 160$; низшая и высшая рабочие частоты $f_н$ и $f_в$—100 и 7 000 *гц* соответственно; максимальные коэффициенты частотных искажений на низшей и высшей частотах от влияния трансформатора равны: $M_{н.т} = 1{,}18$; $M_в = 1{,}06$; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} = 0{,}75$.

Так как трансформатор нагружен низкоомным активным сопротивлением, он является трансформатором с активной нагрузкой; найдем омическое сопротивление его обмоток, взяв $c = 0{,}6$ для уменьшения падения постоянной составляющей напряжения на первичной обмотке получим:

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{a\sim}(1 - \eta_{тр}) = \frac{0{,}6}{1+0{,}6} \cdot 5\,000\,(1 - 0{,}75) = 469\ ом;$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}} =$$

$$= \frac{1}{1+0{,}6} \cdot 4 \cdot \frac{1 - 0{,}75}{0{,}75} = 0{,}834\ ом.$$

Коэффициент трансформации должен быть равен

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{a\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{4 + 0{,}834}{5\,000 - 469}} = 0{,}0327.$$

Необходимую индуктивность первичной обмотки найдем, определив предварительно r_2', R_2' и $R_{э.н}$:

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2} = \frac{0{,}834}{0{,}0327^2} = 781\ ом;$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n^2} = \frac{4}{0{,}0327^2} = 3\,750\ ом;$$

$$R_{э\,н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} =$$

$$= \frac{(40\,000 + 469)(781 + 3\,750)}{40\,000 + 469 + 781 + 3\,750} = 4\,070\ ом;$$

$$L_1 \geqslant \frac{0{,}159 R_{э.н}}{f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}} = \frac{0{,}159 \cdot 4\,070}{100\sqrt{1{,}18^2 - 1}} = 10{,}4\ гн.$$

Коэффициент усиления напряжения каскада

$$K_{ср} = \frac{\mu n R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} =$$

$$= \frac{160 \cdot 0{,}0327 \cdot 3\,750}{40\,000 + 469 + 781 + 3\,750} = 0{,}435.$$

Максимально допустимая индуктивность рассеяния трансформатора

$$L_s = \frac{R_i + R_{а\sim}}{6{,}28 f_в} \sqrt{M_в^2 - 1} =$$

$$= \frac{40\,000 + 5\,000}{6{,}28 \cdot 7\,000} \sqrt{1{,}06^2 - 1} = 0{,}358\ \textit{гн}.$$

Коэффициент рассеяния трансформатора σ, равный отношению его индуктивности рассеяния к индуктивности первичной обмотки, составит:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}358}{10{,}4} = 0{,}0344.$$

Действительное значение коэффициента рассеяния, получаемое в трансформаторах с сердечником из трансформаторной стали, обычно не превышает 0,007—0,015. Поэтому действительная индуктивность рассеяния рассчитанного трансформатора будет много меньше 0,358 *гн*, а следовательно, и частотные искажения на высшей рабочей частоте окажутся значительно меньше заданных. По этой причине частотную характеристику каскада на верхних частотах следует строить после конструктивного расчета трансформатора, когда его действительная индуктивность рассеяния уже известна.

Пример 5-8. Рассчитаем выходной трансформатор для двухтактного транзисторного каскада мощного усиления, работающего в режиме В. Предъявленные требования и остальные данные таковы: $f_н = 100$ *гц*; $f_в = 5\,000$ *гц*; $M_{н\,т} \leqslant 1{,}12$; $M_в \leqslant 1{,}06$; $\eta_{тр} = 0{,}85$; нагрузка каскада — громкоговоритель с активным сопротивлением $R_2 = 10$ *ом*; сопротивление нагрузки плеча двухтактной схемы $R_{к\sim п} = 5$ *ом*; выходное сопротивление транзистора одного плеча $R_{iп} = 1$ *ком*; транзисторы включены с общей базой, их статический коэффициент усиления тока $\alpha = 0{,}95$.

Найдем омическое сопротивление обмоток трансформатора

$$r_{1п} = 0{,}58 R_{к\sim п}(1 - \eta_{тр}) = 0{,}58 \cdot 5\,(1 - 0{,}85) = 0{,}435\ \textit{ом};$$

$$r_2 = 0{,}42 R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}} = 0{,}42 \cdot 10 \cdot \frac{1 - 0{,}85}{0{,}85} = 0{,}742\ \textit{ом}.$$

Коэффициент трансформации и коэффициент усиления тока составят:

$$n_п = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{к\sim п} - r_{1п}}} = \sqrt{\frac{10 + 0{,}742}{5 - 0{,}435}} = 1{,}53;$$

$$K_{т.ср} = \frac{\alpha}{n_п} = \frac{0{,}95}{1{,}35} = 0{,}62;$$

так как сопротивление нагрузки плеча $R_{к\smile п}$ во много раз меньше выходного сопротивления транзистора $R_{iп}$. По этой же причине необходимая индуктивность половины первичной обмотки трансформатора определится выражением

$$L_{1п} \approx \frac{0,159\,(R_{к\smile п} - r_{1п})}{f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}} = \frac{0,159\,(5 - 0,435)}{100\sqrt{1,12^2 - 1}} = 0,0145\ гн,$$

а допустимую индуктивность рассеяния трансформатора рассчитывать не имеет смысла, так как она получится во много раз больше действительной. Поэтому частотные искажения в каскаде на высшей рабочей частоте от влияния трансформатора практически будут отсутствовать.

Пример 5-9. Рассчитаем входной трансформатор с активной нагрузкой для лампового усилителя с большим коэффициентом усиления. Предъявленные требования и другие данные таковы: низшая и высшая рабочие частоты $f_н$ и $f_в$ — 50 и 10 000 *гц* соответственно; допустимые коэффициенты частотных искажений на этих частотах от влияния трансформатора $M_{н.т} \leqslant 1,06$; $M_в \leqslant 1,06$; внутреннее сопротивление источника сигнала, от которого работает трансформатор, $R_i = 600$ *ом*, входное сопротивление трансформатора $R_{\smile}$ должно быть равно сопротивлению источника сигнала; трансформатор работает на цепь сетка — катод лампы, имеющей динамическую входную емкость $C_{вх.д.сл} = 45$ *пф*. Трансформатор должен иметь небольшие размеры и возможно больший коэффициент передачи напряжения, постоянная составляющая тока в его первичной обмотке отсутствует.

Найдем емкость, нагружающую вторичную обмотку трансформатора, считая его собственную емкость $C_{тр}$ равной 25 *пф*, так как для уменьшения наводок на трансформатор его сердечник сделаем из пермаллоя; емкость монтажа $C_м$ считаем равной 10 *пф*

$$C = C_{вх.д.сл} + C_м + C_{тр} = 45 + 10 + 25 = 80\ пф.$$

Максимальное сопротивление шунта на вторичной обмотке, при котором нагрузка трансформатора еще остается активной

$$R_{2макс} = \frac{1}{20 f_в C} = \frac{1}{20 \cdot 10\,000 \cdot 80 \cdot 10^{-12}} = 62\,500\ ом.$$

Для обеспечения активности нагрузки трансформатора возьмем в качестве шунта вторичной обмотки стандартный непроволочный резистор с сопротивлением 56 *ком* и максимальной рассеиваемой мощностью 0,25 *вт*. Задавшись к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} = 0,9$ согласно указаниям на стр. 99 найдем омическое сопротивление его обмоток:

$$r_1 = \frac{c}{1 + c} R_{\smile} (1 - \eta_{тр}) = \frac{1}{1 + 1} \cdot 600 \cdot (1 - 0,9) = 30\ ом;$$

$$r_2 = \frac{1}{1 + c} R_2 \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}} =$$

$$= \frac{1}{1 + 1} \cdot 56\,000 \cdot \frac{1 - 0,9}{0,9} = 3\,110\ ом;$$

значение c берем равным 1, так как в первичной обмотке нет постоянной составляющей тока.

Коэффициент трансформации трансформатора должен быть

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{56\,000 + 3\,110}{600 - 30}} = 10{,}2,$$

откуда значения r_2', R_2', $R_{э.н}$ и L_1 составят:

$$r_2' = \frac{r_2}{n_2} = \frac{3\,110}{10{,}2^2} = 30\ ом;$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n_2} = \frac{56\,000}{10{,}2^2} = 540\ ом;$$

$$R_{э.н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} = \frac{(600 + 30)(30 + 540)}{600 + 30 + 30 + 540} = 300\ ом;$$

$$L_1 \geqslant \frac{0{,}159 R_{э.н}}{f_н \sqrt{M_{н.т}^2 - 1}} = \frac{0{,}159 \cdot 300}{50\sqrt{1{,}06^2 - 1}} = 2{,}76\ гн.$$

Максимально допустимые индуктивность рассеяния трансформатора и коэффициент рассеяния будут равны:

$$L_s \leqslant \frac{R_i + R_{\sim}}{6{,}28 f_в} \sqrt{M_в^2 - 1} =$$

$$= \frac{600 + 600}{6{,}28 \cdot 10\,000} \sqrt{1{,}06^2 - 1} = 0{,}0066\ гн;$$

$$\sigma \leqslant \frac{L_s}{L_1} = \frac{0{,}0066}{2{,}76} = 0{,}0024,$$

что при сердечнике из пермаллоя легко достигается. Коэффициент передачи напряжения рассчитанного трансформатора составит:

$$K_{ср} = n \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} = 10{,}2 \frac{540}{600 + 30 + 30 + 540} = 4{,}59.$$

Если величина входного сопротивления трансформатора не имеет значения, нагрузку трансформатора целесообразно сделать емкостной, что сильно увеличит коэффициент передачи напряжения; для сравнения пересчитаем трансформатор на емкостную нагрузку без шунта, оставив предъявленные требования неизменными за исключением входного сопротивления. Омическое сопротивление обмоток трансформатора в этом случае может быть сделано равным

$$r_1 = r_2' = (0{,}25 \div 0{,}75) R_i = 0{,}25 \cdot 600 = 150\ ом;$$

значение числового коэффициента в скобках берем наименьшее для получения максимального коэффициента передачи напряжения, что требуется заданием.

Необходимая индуктивность первичной обмотки составит:

$$L_1 \geqslant \frac{0,159\,(R_i + r_1)}{f_н \sqrt{M^2_{н.т} - 1}} = \frac{0,159\,(600 + 150)}{50\sqrt{1,06^2 - 1}} = 6,8 \text{ гн},$$

а индуктивность рассеяния, коэффициент трансформации и коэффициент рассеяния трансформатора должны быть:

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{8,9 f_в} \sqrt[4]{M^2_в - 1} =$$

$$= \frac{600 + 150 + 150}{8,9 \cdot 10\,000} \sqrt[4]{1,06^2 - 1} \approx 0,006 \text{ гн};$$

$$n = \sqrt{\frac{2L_s}{(R_i + r_1 + r_2')^2 C}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2 \cdot 0,006}{(600 + 150 + 150)^2 \cdot 80 \cdot 10^{-12}}} = 13,6;$$

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} = \frac{0,006}{6,8} \approx 0,0009,$$

что при сердечнике из высоконикелевого пермаллоя (75—80% никеля) может быть осуществлено без особых затруднений.

Максимальное омическое сопротивление вторичной обмотки и коэффициент передачи напряжения в этом случае будут равны:

$$r_2 = r_2' n^2 = 150 \cdot 13,6^2 = 27\,700 \text{ ом};$$

$$K_{ср} \approx n = 13,6.$$

Такое большое омическое сопротивление вторичной обмотки может быть получено лишь при намотке обмотки из очень тонкого провода, имеющего малую механическую прочность и легко разрушаемого коррозией. Поэтому вторичную обмотку следует выполнить из более толстого провода (0,04 ÷ 0,06 *мм*), имеющего достаточную механическую прочность и устойчивость против коррозии, вычислить омическое сопротивление этой обмотки из конструктивного расчета трансформатора и увеличить омическое сопротивление первичной обмотки настолько, чтобы сумма $r_1 + r_2'$ осталась равной 300 *ом*. Значение L_1 после этого пересчитывают вновь.

Таким образом, трансформатор с емкостной нагрузкой без шунта на вторичной обмотке при одинаковой частотной характеристике дает примерно втрое больший коэффициент передачи напряжения, чем трансформатор с активной нагрузкой, но должен иметь значительно меньший коэффициент рассеяния.

Пример 5-10. Рассчитаем входной трансформатор с емкостной нагрузкой, шунтом на вторичной обмотке и подъемом частотной характеристики на верхних частотах. Коэффициент частотных искажений $M_в$ на высшей рабочей частоте должен быть равен 0,795 (подъем на 2 *дб*). Остальные данные те же, что в примере 5-8, за исклю-

чением входного сопротивления трансформатора, которое не имеет значения.

Для получения на высшей рабочей частоте значения $M_в=0,795$ необходимо иметь:

$$d_в = \sqrt{2-2\sqrt{1-M_в^2}} = \sqrt{2-2\sqrt{1-0,795^2}} = 0,888;$$

при этом наименьшее допустимое значение

$$\alpha_в = \frac{4}{d_в^2} - 1 = \frac{4}{0,888^2} - 1 = 4,08.$$

Для повышения коэффициента передачи напряжения возьмем $\alpha_в=5$; найдя, так же как в примере 5-9, значения $r_1=r_2'=150$ *ом*, определим значение R_2':

$$R_2' = \alpha_в\left(R_i + r_1 + r_2'\right) = 5\,(600+150+150) = 4\,500 \text{ ом}.$$

Зная R_i, r_1, r_2' и R_2' рассчитаем, как в примере 5-9, значения $R_{э.н}$ и L_1, которые получим равными 646 *ом* и 5,9 *гн* соответственно; необходимая индуктивность рассеяния и коэффициент трансформации здесь составят:

$$L_s = \frac{R_i + r_1 + r_2'}{3,14 f_в} \cdot \frac{\sqrt{1-0,5d_в^2}}{d_в \pm \sqrt{d_в^2 - \frac{4}{1+\alpha_в}}} =$$

$$= \frac{600+150+150}{3,14\cdot 10\,000} \cdot \frac{\sqrt{1-0,5\cdot 0,888^2}}{0,888 \pm \sqrt{0,888^2 - \frac{4}{1+5}}} =$$

$$= 0,018 \text{ гн} \quad (0,0412 \text{ гн});$$

$$n = \frac{0,159\sqrt{1-0,5d_в^2}}{f_в\sqrt{\frac{\alpha_в}{1+\alpha_в} L_s C}} = \frac{0,159\sqrt{1-0,5\cdot 0,888^2}}{10\,000\sqrt{\frac{5}{1+5}\cdot 0,018\cdot 80\cdot 10^{-12}}} =$$

$$= 11,3\,(7,45).$$

Цифры в скобках соответствуют знаку минус в знаменателе формулы для L_s, приводящему к меньшему коэффициенту передачи, а поэтому обычно не используемому. Коэффициент передачи напряжения трансформатора при знаке плюс в знаменателе будет равен:

$$K_{ср} = n\frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} =$$

$$= 11,3\frac{4\,500}{600+150+150+4\,500} = 9,4,$$

что почти в полтора раза меньше, чем для трансформатора без шунта на вторичной обмотке. Максимальное омическое сопротивление вторичной обмотки и сопротивление шунта на ней будут:

$$r_2 = r'_2 n^2 = 150 \cdot 11{,}3^2 = 19\,200 \text{ ом};$$

$$R_2 = R'_2 n^2 = 4\,500 \cdot 11{,}3^2 = 575 \cdot 10^3 \text{ ом}.$$

Действительное омическое сопротивление вторичной обмотки ввиду невозможности применения для нее слишком тонкого провода будет значительно ниже, что немного повысит коэффициент передачи трансформатора и может слегка увеличить подъем частотной характеристики на высшей частоте. Небольшим уменьшением сопротивления шунта вторичной обмотки подъем нетрудно снизить до заданного значения.

Пример 5-11. Рассчитаем транзисторный трансформаторный каскад предварительного усиления, имеющий $f_н = 150$ *гц*; $f_в = 3\,500$ *гц*; $M_{н\,т} \leqslant 1{,}18$; $M_в \leqslant 1{,}18$; входное сопротивление транзистора следующего каскада с учетом цепей смещения и стабилизации $R_{вх.сл} = 300$ *ом*, его динамическая входная емкость $C_{вх.д.сл} = 4{,}5 \cdot 10^{-8}$ *ф*, необходимая амплитуда входного напряжения сигнала $U_{вх\,m\,сл} = 0{,}06$ *в*. Маломощный низкочастотный транзистор, используемый в рассчитываемом каскаде, включаем с общим эмиттером для получения наибольшего усиления и берем ток покоя коллектора $I_{к0} = 1$ *ма* и напряжение покоя коллектора $U_{к0} = 5$ *в*. Параметры этого транзистора в рабочей точке таковы: $r_э = 30$ *ом*; $r_б = 180$ *ом*; $r_к = 10^6$ *ом*; $r_г = 0{,}97 \cdot 10^6$ *ом*. Сопротивление источника сигнала для рассчитываемого каскада $R_и = 3\,000$ *ом*. Наибольший размер сердечника трансформатора — Ш-4×6 (данные сердечников см. стр. 366); от каскада желательно получить максимальный коэффициент усиления.

Использовав для сердечника трансформатора 50%-ный пермаллой марки Н50ХС толщиной 0,3 *мм* и применив для первичной обмотки медный провод марки ПЭВ с диаметром без изоляции 0,05 *мм*, допустимый с точки зрения механической прочности и устойчивости от коррозии, найдем, что при отведении на первичную обмотку 3/4 полезной площади намотки каркаса в обмотке уместится около 5 000 витков.

При токе покоя первичной обмотки 1 *ма* и сборке сердечника с необходимым зазором индуктивность первичной обмотки L_1, рассчитанная по формуле (10-23) методом, изложенным в гл. 10, будет около 20 *гн*, а ее омическое сопротивление r_1 — порядка 1 700 *ом*. Отсюда

$$R_{э.н} = 6{,}28 f_н L_1 \sqrt{M_{н.т}^2 - 1} =$$

$$= 6{,}28 \cdot 150 \cdot 20 \sqrt{1{,}18^2 - 1} = 11\,800 \text{ ом}.$$

Выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада переменному току при указанных выше данных определится выражением (4-9)

$$R_{вых} \approx r_к - r_г + r_э \frac{r_г + r_б + R_и}{r_э + r_б + R_и} = 10^6 - 0{,}97 \cdot 10^6 +$$

$$+ 30 \frac{0{,}97 \cdot 10^6 + 180 + 3\,000}{30 + 180 + 3\,000} \approx 3{,}9 \cdot 10^4 \text{ ом}.$$

Наивыгоднейший коэффициент трансформации n, при котором коэффициент усиления каскада будет максимален, рассчитаем по формуле (5-60)

$$\sqrt{\frac{300\,(3{,}9\cdot10^4+1\,700-1{,}18\cdot10^4)}{39\cdot10^3\cdot1{,}18\cdot10^4+4\cdot1\,700\cdot1{,}18\cdot10^4-3\cdot1\,700\cdot39\cdot10^3-3\cdot1\,700^2}}=$$

$$=0{,}161=n.$$

Из эквивалентной схемы каскада для средних частот можно найти, что сопротивление нагрузки коллекторной цепи переменному току при этом составит:

$$R_{к\sim}=4r_1+\frac{R_{вых}\,R_{э.н}+4r_1\,R_{э.н}-3r_1\,R_{вых}-3r_1^2}{R_{вых}+r_1-R_{э\,н}}=4\cdot1\,700+$$

$$+\frac{3{,}9\cdot10^4\cdot1{,}18\cdot10^4+4\cdot1\,700\cdot1{,}18\cdot10^4-3\cdot1\,700\cdot3{,}9\cdot10^4-3\cdot1\,700^2}{3{,}9\cdot10^4+1\,700-1{,}18\cdot10^4}\approx$$

$$\approx1{,}83\cdot10^4\ ом.$$

Для соблюдения условия активности нагрузки трансформатора активная составляющая сопротивления его нагрузки не должна превышать

$$R_2=\frac{1}{20f_в\,C}\approx\frac{1}{20f_в\,C_{вх.д.сл}}=\frac{1}{20\cdot3\,500\cdot4{,}5\cdot10^{-8}}=317\ ом,$$

так как при $C_{вх.д.сл}=4{,}5\cdot10^{-8}$ *ф* собственной емкостью трансформатора и емкостью монтажа можно пренебречь. Ввиду того, что входное сопротивление транзистора следующего каскада $R_{вх.сл}=$ $=300$ *ом* меньше найденного значения R_2, нагрузка трансформатора является активной, и допустимая исходя из частотных искажений на верхней рабочей частоте индуктивность рассеяния трансформатора составит:

$$L_s\leqslant\frac{R_i+R_{к\sim}}{6{,}28f_в}\sqrt{M_в^2-1}=$$

$$=\frac{3{,}9\cdot10^4+1{,}83\cdot10^4}{6{,}28\cdot3\,500}\sqrt{1{,}18^2-1}=1{,}64\ гн.$$

При $L_1=20$ *гн* действительная индуктивность рассеяния трансформатора будет много меньше 1,64 *гн*, а поэтому частотные искажения на верхней рабочей частоте у рассчитанного каскада практически будут отсутствовать.

Максимальное напряжение сигнала на первичной обмотке трансформатора можно найти из выражения

$$U_{1m}=U_{вх\,m\,сл}\,n\,\frac{R_{к\sim}}{R_{вх.сл}}=0{,}06\cdot0{,}161\,\frac{1{,}83\cdot10^4}{300}\approx0{,}59\ в;$$

столь малое напряжение сигнала цепь коллектора при напряжении покоя 5 *в* отдаст без заметных нелинейных искажений даже

при включении с общим эмиттером, использованном в рассчитанном каскаде для получения наибольшего усиления. При сопротивлении нагрузки коллекторной цепи в 18 300 *ом*, сравнимом с выходным сопротивлением транзистора и равном в данном случае 39 000 *ом*, коэффициент усиления тока каскада можно найти по формуле

$$K_{т.ср} = \frac{r_г - r_э}{(r_к - r_г + r_э + R_{к\sim})\,n} =$$

$$= \frac{0{,}97 \cdot 10^6 - 30}{(10^6 - 0{,}97 \cdot 10^6 + 30 + 1{,}83 \cdot 10^4) \cdot 0{,}161} \approx 125.$$

Входное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада в этих условиях определится выражением

$$R_{вх} = r_б + r_э \frac{r_к + R_{к\sim}}{r_к - r_г + R_{к\sim}} = 180 +$$

$$+ 30 \frac{10^6 + 1{,}83 \cdot 10^4}{10^6 - 0{,}97 \cdot 10^6 + 1{,}83 \cdot 10^4} \approx 812 \text{ ом}.$$

Амплитуда выходного и входного тока сигнала будет равна

$$I_{вых\,m} = I_{вх\,m\,сл} = \frac{U_{вх\,m\,сл}}{R_{вх.сл}} = \frac{0{,}06}{300} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ а};$$

$$I_{вх\,m} = \frac{I_{вых\,m}}{K_{т.ср}} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{125} = 1{,}6 \cdot 10^{-6} \text{ а}.$$

Амплитуда входного напряжения каскада, его коэффициент усиления напряжения и коэффициент усиления мощности составят:

$$U_{вх\,m} = I_{вх\,m} R_{вх} = 1{,}6 \cdot 10^{-6} \cdot 812 \approx 1{,}3 \cdot 10^{-3} \text{ в};$$

$$K_{ср} = \frac{U_{вх\,m\,сл}}{U_{вх\,m}} = \frac{0{,}06}{1{,}3 \cdot 10^{-3}} \approx 46;$$

$$K_м = K_{т.ср} K_{ср} = 125 \cdot 46 \approx 5\,750,$$

что во много раз больше, чем можно получить от использованного транзистора в резистивном каскаде.

Пример 5-12. Рассчитаем выходной трансформатор для однотактного оконечного каскада усиления импульсных сигналов с электронной лампой, включенной с общим катодом и имеющей статическую крутизну характеристики в рабочем режиме $S=5$ *ма/в*, внутреннее сопротивление $R_i=40$ *ком* и расчетное сопротивление нагрузки анодной цепи переменному току $R_{а\sim}=3\,000$ *ом*. Нагрузкой трансформатора является сопротивление $R_2=2\,000$ *ом*, которое можно считать активным, с подключенной параллельно емкостью монтажа $C_м=30$ *пф*. Время установления каскада $t_у$ не должно превышать 1 *мксек*, выброс переднего фронта прямоугольного импульса $\delta \leqslant 5\%$; спад плоской вершины импульса длительностью 100 *мксек* от влияния трансформатора $\Delta_т \leqslant 5\%$; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0{,}9$.

Найдем допустимое омическое сопротивление обмоток трансформатора, считая $c=0{,}6$, так как в первичной обмотке имеется постоянная составляющая тока

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{а\sim} (1 - \eta_{тр}) =$$

$$= \frac{0{,}6}{1+0{,}6} \cdot 3\,000 (1 - 0{,}9) = 112 \text{ ом};$$

$$r_2 = \frac{1}{1+c} R_2 \frac{1-\eta_{тр}}{\eta_{тр}} = \frac{1}{1+0{,}6} \cdot 2\,000 \frac{1-0{,}9}{0{,}9} = 139 \text{ ом}.$$

Необходимый коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_2 + r_2}{R_{а\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{2\,000 + 139}{3\,000 - 112}} = 0{,}86.$$

Определив r_2', R_2' и $R_{э.н}$, найдем необходимую индуктивность первичной обмотки

$$r_2' = \frac{r_2}{n_2} = \frac{139}{0{,}86^2} = 188 \text{ ом};$$

$$R_2' = \frac{R_2}{n^2} = \frac{2\,000}{0{,}86^2} = 2\,700 \text{ ом};$$

$$R_{э\,н} = \frac{(R_i + r_1)(r_2' + R_2')}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} =$$

$$= \frac{(40\,000 + 112)(188 + 2\,700)}{40\,000 + 112 + 188 + 2\,700} = 2\,690 \text{ ом};$$

$$L_1 \geqslant \frac{T_{макс} R_{э\,н}}{\Delta_т} = \frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 2\,690}{0{,}05} = 5{,}38 \text{ гн}.$$

Так как

$$\alpha_в = \frac{R_2'}{R_i + r_1 + r_2'} = \frac{2\,700}{40\,000 + 112 + 188} = 0{,}067,$$

то наименьшее $d_в$, которое в данном случае может быть получено, на основании выражения (5-45) составит:

$$d_{в.мин} = \sqrt{\frac{4}{1+\alpha_в}} = \sqrt{\frac{4}{1+0{,}067}} = 1{,}94.$$

При таком значении $d_в$, как видно из графика рис. 5-15, выброс много меньше допустимых 5% и практически отсутствует, а нормированное время установления каскада $x_у$ равно примерно 3,2. Считая собственную емкость трансформатора ориентировочно равной 50 *пф* и учитывая, что $C_н=0$ и $C_м=30$ *пф*, найдем емкость, нагру-

жающую трансформатор и его допустимую индуктивность рассеяния

$$C = C_{н} + C_{тр} + C_{м} = 0 + 50 + 30 = 80 \text{ } пф;$$

$$L_s = \frac{4\frac{\alpha_{в}}{1+\alpha_{в}} C\,(R_i + r_1 + r_2')^2 n^2}{d_{в} + \sqrt{d_{в}^2 - \frac{4}{1+\alpha_{в}}}} =$$

$$= \frac{4\cdot\frac{0{,}067}{1+0{,}067}\cdot 80\cdot 10^{-12}\,(40\,000 + 112 + 188)^2\cdot 0{,}86^2}{1{,}94 + \sqrt{1{,}94^2 - \frac{4}{1+0{,}067}}} = 0{,}0125 \text{ } гн.$$

Время установления каскада

$$t_{у} = x_{у}\sqrt{\frac{\alpha_{в}}{1+\alpha_{в}} L_s C'} = x_{у}\, n \sqrt{\frac{\alpha_{в}}{1+\alpha_{в}} L_s C} =$$

$$= 3{,}2\cdot 0{,}86\sqrt{\frac{0{,}067}{1+0{,}067}\cdot 0{,}0125\cdot 80\cdot 10^{-12}} = 0{,}69\cdot 10^{-6} \text{ } сек,$$

что не превышает заданного. Коэффициент усиления каскада в данном случае (при $R_{a\sim} \ll R_i$) можно найти из выражения

$$K_{ср} = \frac{\mu n R_2'}{R_i + r_1 + r_2' + R_2'} \approx S n R_2' = 5\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}86\cdot 2\,700 = 11{,}6.$$

5-4. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАСКАДЫ И КОРРЕКЦИЯ

Основные сведения

Нередко частотную характеристику усилительного каскада необходимо расширить в сторону низких или высоких частот, а иногда и в обе стороны; в некоторых случаях на характеристике требуется получить подъем или провал в области нижних или верхних частот. Для таких изменений характеристик используют специальные цепи, включаемые в каскад и называемые *цепями коррекции* или *корректирующими цепями*. Цепи, изменяющие частотную характеристику каскада на нижних частотах (или переходную характеристику в области больших времен), называют *цепями низкочастотной коррекции*; цепи, изменяющие частотную характеристику на верхних частотах (или переходную характеристику в области малых времен) называют *цепями высокочастотной коррекции*.

Для усиления электрических сигналов в очень широкой полосе частот обычно используют резистивный каскад ввиду его наилучших частотной, фазовой и переходной характеристик, вводя в него для расширения полосы усиливаемых частот корректирующие цепи.

Широкополосные каскады с коррекцией применяют для усиления как гармонических, так и импульсных сигналов; в них исполь-

зуют как специальные экранированные лампы с малой входной емкостью и большой крутизной характеристики, так и высокочастотные транзисторы, имеющие высокую граничную частоту. Электронные лампы в широкополосных каскадах обычно включают с общим катодом, а транзисторы — с общим эмиттером. Когда усиление тока сигнала не является необходимым, транзистор может быть включен с общей базой; при этом верхняя граница усиливаемых каскадом частот значительно возрастает, а его входное сопротивление падает.

Выше упоминалось, что в широкополосных каскадах с электронными лампами, включенными с общим катодом, применяют экранированные лампы вследствие их меньшей входной динамической емкости по сравнению с триодами. Исследования показали, что для таких каскадов произведение П коэффициента усиления напряжения $K_{ср}$ на верхнюю граничную частоту $f_{в.г}$[1], пропорциональное площади частотной характеристики каскада и называемое площадью усиления, прямо пропорционально отношению крутизны характеристики лампы в рабочей точке S к нагружающей каскад емкости C_0 и не зависит от сопротивления анодной нагрузки $R_а$:

$$П = K_{ср} f_{в.г} \approx 0,159 \frac{S}{C_0}. \qquad (5\text{-}62)$$

Так как C_0 в основном определяется выходной емкостью лампы рассчитываемого каскада и входной динамической емкостью следующего, для получения высокого коэффициента усиления при больших значениях верхней рабочей частоты необходимы лампы с высокой крутизной характеристики и малыми статическими междуэлектродными емкостями, в особенности с малой проходной емкостью. Этим условиям удовлетворяют специальные экранированные лампы, называемые *лампами для широкополосного усиления* или *широкополосными лампами.*

Чем большее отношение S к C_0 имеет лампа, тем большее усиление может дать каскад при заданной высшей рабочей частоте; однако лампы с очень большой крутизной обычно имеют большой анодный ток и большую мощность накала. Поэтому лампу для широкополосного каскада экономически целесообразно брать с наименьшим возможным потреблением энергии питания, лишь обеспечивающую необходимый коэффициент усиления и заданную амплитуду выходного сигнала.

Для выбора подходящей для каскада лампы ниже приведена табл. 5-3, содержащая основные данные и значения отношения S к C_0 для наиболее употребительных широкополосных ламп; при вычислении этого отношения емкость монтажа $C_м$ принималась равной 5 *пф* для пальчиковых ламп и 10 *пф* для обычных ламп приемно-усилительной серии, а емкость C_0 — равной сумме $C_{вых}$, $C_{вх}$ и $C_м$.

Правило (5-62), справедливое для ламповых каскадов как предварительного, так и оконечного усиления (выходных), применимо также и для транзисторных резистивных выходных каскадов, работающих на внешнюю нагрузку. У транзисторных резистивных каскадов предварительного усиления, нагрузкой которых является входная цепь следующего транзистора, площадь усиления не остается постоянной при изменении сопротивления коллекторной

[1] Частота, на которой коэффициент усиления каскада падает в $\sqrt{2}$ раза по сравнению со своим значением на средних частотах.

Таблица 5-3

Основные данные широкополосных ламп

Тип лампы	Напряжение накала $U_н$, *в*	Ток накала $I_н$, *ма*	Анодный ток $I_{а0}$, *ма*	Ток экранирующей сетки $I_{э0}$, *ма*	Крутизна характеристики S, *ма/в*	Входная емкость $C_{вх}$, *пф*	Выходная емкость $C_{вых}$, *пф*	Проходная емкость $C_{пр}$, *пф*	Емкость катод—подогреватель $C_{к.п}$, *пф*	S/C_0
6П9	6,3	650	30	6,5	11	13	7,5	0,06	—	0,36
6Ж1П	6,3	175	7,5	2	5,2	4,5	2,5	0,02	4,6	0,425
6Ж5П	6,3	450	10	2	9	10	2,5	0,03	—	0,515
6П15П	6,3	760	30	4,5	14,7	13,5	7	0,07	—	0,575
6Ж9П	6,3	300	15,5	3	17,5	8,5	3,5	0,03	7	1,03
6Ж11П	6,3	440	25	6	28	14	3,5	0,05	10	1,24
6Э5П	6,3	600	45	9	30,5	16	2,85	0,075	12,5	1,28
6Ж21П	6,3	350	17	4	17	6	1,9	0,035	—	1,32
6Ж22П	6,3	500	30	5	30	9	2,4	0,05	—	1,83

нагрузки $R_к$, а падает при его уменьшении из-за влияния сопротивления базы $r_б$.

Низкочастотная коррекция

Наиболее употребительной схемой низкочастотной коррекции, широко применяемой в резистивных каскадах, является включение цепочки $C_ф R_ф$ в анодную или коллекторную цепь каскада (рис.

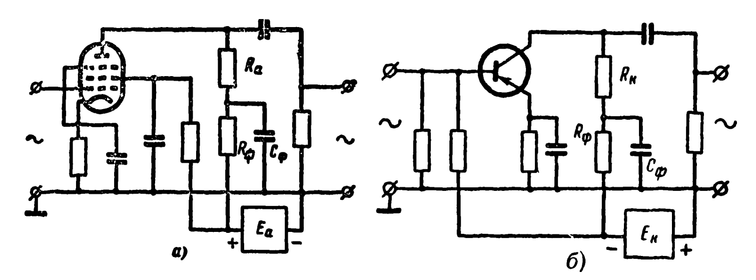


Рис. 5-18. Схема низкочастотной коррекции цепочкой $C_ф R_ф$.

а — в ламповом; *б* — в транзисторном каскаде.

5-18). Такая схема коррекции удобна тем, что цепочка $C_ф R_ф$ одновременно выполняет роль как развязывающего, так и сглаживающего фильтра, защищающего каскад от паразитной обратной связи через источник питания и сглаживающего пульсации напряжения последнего.

Рассмотрим действие такой схемы на примере резистивного усилительного каскада с электронной лампой. Емкость конденсатора $C_ф$ берут такой, чтобы на средних, а тем более верхних частотах этот конденсатор имел ничтожное сопротивление по сравнению с сопротивлением анодной нагрузки лампы. Тогда на средних частотах нагрузкой анодной цепи практически будет являться сопротивление $R_{а\smile} \approx R_а$, которое и будет определять усиление каскада на этих частотах. При понижении частоты сигнала сопротивление конденсатора $C_ф$ будет увеличиваться и полное сопротивление нагрузки анодной цепи будет расти, что вызовет увеличение коэффициента усиления каскада, падающего на низких частотах от влияния разделительного конденсатора $C_с$ и других цепей.

Надлежащим выбором емкости конденсатора $C_ф$ и сопротивления резистора $R_ф$ можно добиться того, что частотная характеристика каскада будет не падать, а даже подниматься на нижних частотах (рис. 5-19), что иногда необходимо для исправления частотной характеристики других каскадов или получения нужных свойств усилительного устройства.

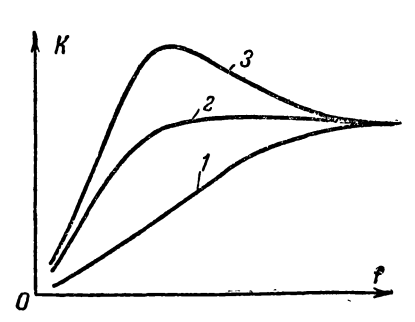


Рис. 5-19. Частотные характеристики резистивного каскада на нижних частотах.

1 — без коррекции; 2 — с коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$. 3 — то же при уменьшенной емкости конденсатора $C_ф$.

Такая схема коррекции особенно хорошо действует при усилительных элементах с высоким выходным и входным сопротивлениями (например, при экранированных лампах). В этом случае коррекция цепочкой $C_ф R_ф$ позволяет расширить полосу пропускаемых каскадом частот в сторону низких в 10—30 раз при сохранении емкости разделительного конденсатора $C_с$ или получить подъем частотной характеристики на нижних частотах до 15—20 *дб*.

Для резистивного каскада с экранированной лампой обычно $R_а \ll R_i$ и $R_с \gg R_а$. При этом зависимость относительного усиления $1/M_ф = Y_ф$ и угла сдвига фазы $\varphi_ф$ от частоты в области нижних частот, а также уравнение нормированной переходной характеристики $y_ф = \psi(x)$ в области больших времен для такого каскада с низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$ приобретают вид:

$$Y_ф = \sqrt{\frac{(1+b)^2 + m^2 X^2}{b^2 + m^2 X^2} \cdot \frac{X^2}{1+X^2}}; \quad (5\text{-}63)$$

$$\varphi_ф = \operatorname{arctg} \frac{1}{X} - \operatorname{arctg} \frac{mX}{b + b^2 + m^2 X^2}; \quad (5\text{-}64)$$

$$y_ф = \frac{1}{m-b}\left[e^{-\frac{b}{m}x} - (1 + b - m)e^{-x}\right], \quad (5\text{-}65)$$

где $b = \frac{R_а}{R_ф}$ — коэффициент низкочастотной коррекции;

$m = \frac{C_ф R_а}{C_с R_с} = \frac{\tau_а}{\tau_с}$ — отношение постоянных времени цепей анода и сетки;

$e = 2,718$ — основание неперовых логарифмов;

$X = \omega C_с R_с = 6,28 f C_с R_с$ — нормированная частота;

$x = \frac{t}{C_с R_с}$ — нормированное время.

Частотные и переходные характеристики резистивного каскада с экранированной лампой и низкочастотной коррекцией цепочкой $C_ф R_ф$, вычисленные по уравнениям (5-63) и (5-65) для различных значений b и m, приведены в приложениях 5 и 6; по ним производят расчет ламповых каскадов усиления как гармонических, так и импульсных сигналов с такой коррекцией. Эти характеристики и формулы (5-63)—(5-65) непосредственно пригодны также и для расчета транзисторных выходных каскадов, работающих на высокоомную нагрузку, так как для них выполняются указанные выше условия; транзисторные каскады предварительного усиления, работающие на низкоомный вход следующего транзистора, также можно рассчитывать по характеристикам приложений 1 и 2, используя методы, описанные в специальной литературе[1].

Параллельная высокочастотная коррекция

Наиболее употребительной схемой высокочастотной коррекции для широкополосных резистивных каскадов, дающей хорошие результаты как в выходных, так и в предварительных ламповых каскадах, а также в выходных транзисторных каскадах с высокоомной нагрузкой (например, работающих на модулятор кинескопа или отклоняющие пластины осциллоскопической трубки) является *схема параллельной коррекции индуктивностью,* иногда называемая *схемой простой высокочастотной коррекции.* Она заключается во введении последовательно с резистором анодной или коллекторной нагрузки, индуктивности определенной величины (рис. 5-20). Эта индуктивность образует с нагружающей каскад емкостью C_0 параллельный резонансный контур с частотой резонанса, лежащей в области верхних рабочих частот. В результате полное сопротивление анодной или коллекторной нагрузки на этих частотах возрастает, что компенсирует падение усиления от влияния емкости C_0 и даже может привести к подъему частотной характеристики.

Параллельная высокочастотная коррекция индуктивностью проста по схеме, занимает мало места, дешева, легко настраивается, надежна в работе и увеличивает площадь усиления каскада, в котором используется, в 1,5—2 раза; вследствие указанных достоинств она имеет очень широкое применение. Однако она дает меньший выигрыш в площади усиления, а иногда и вовсе не дает его в широкополосных резистивных транзисторных каскадах предварительного усиления, где более выгодной оказывается высокочастотная коррекция обратной связью (см. стр. 224).

---

[1] См., например, Г. В. Войшвилло «Универсальный метод расчета каскадов импульсного усиления с низкочастотной коррекцией», Радиотехника, № 8, 1967.

Для резистивного каскада с экранированной лампой, как указывалось, обычно $R_a \ll R_i$ и $R_c \gg R_a$. При этом зависимость относительного усиления Y и угла сдвига фазы φ от частоты в области верхних частот, а также уравнение нормированной переходной ха-

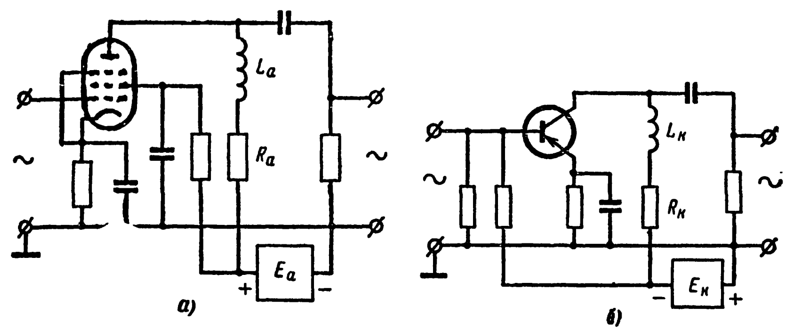


Рис. 5-20. Параллельная высокочастотная коррекция.

а — в ламповом; *б* — в транзисторном каскаде.

рактеристики $y=\psi(x)$ в области малых времен для такого каскада с параллельной высокочастотной коррекцией имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} Y &= \frac{1}{M}\sqrt{\frac{1+a^2X^2}{(1-aX^2)^2+X^2}}; \\ \varphi &= -\operatorname{arctg} X\,(1-a+a^2X^2); \\ y &= 1-\left[\frac{1-2a}{\sqrt{4a-1}}\sin x\frac{\sqrt{4a-1}}{2a}+\right. \\ &\left.+\cos x\frac{\sqrt{4a-1}}{2a}\right]e^{-\frac{x}{2a}}, \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}66)$$

где a — коэффициент высокочастотной коррекции, X — нормированная частота, x — нормированное время, определяемое выражениями

$$\left.\begin{aligned} a &= \frac{L_a}{C_0 R_a^2}; \\ X &= \omega C_0 R_a = 6{,}28 f C_0 R_a; \\ x &= \frac{t}{C_0 R_a}. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}67)$$

Семейства частотных и переходных характеристик резистивного каскада с экранированной лампой и параллельной высокочастотной коррекцией, вычисленные по выражениям (5-66) для различных значений a, приведены на рис. 5-21 и 5-22. Из них видно, что при $a>0{,}414$ на частотной характеристике каскада в области верхних

частот появляется подъем, величина которого растет с увеличением a. При $a>0{,}25$ на переходной характеристике каскада в области малых времен появляется выброс, также растущий с увеличением a, но время установления каскада при этом уменьшается. Поэтому при расчете каскадов усиления импульсных сигналов с параллельной

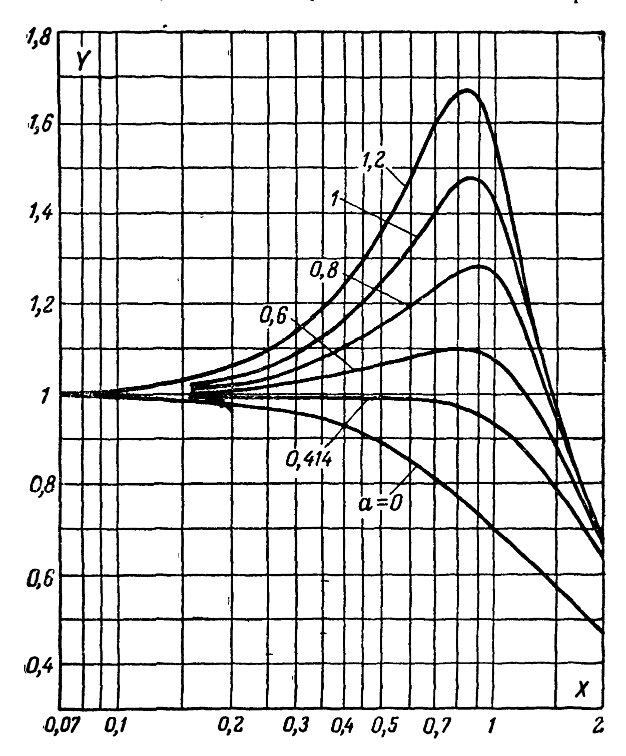


Рис. 5-21. Нормированные частотные характеристики на верхних частотах резистивного каскада с экранированной лампой и параллельной высокочастотной коррекцией для различных значений a.

высокочастотной коррекцией значение a берут возможно большее, выбирая его по допустимой величине выброса. Зависимость выброса δ и нормированного времени установления $x_у = t_у / C_0 R_а$ от a дана на рис. 5-23.

Расчетные формулы для определения $R_а$ и $L_а$ для лампового каскада с параллельной высокочастотной коррекцией нетрудно получить из выражений (5-67)

$$R_а = \frac{X_в}{\omega_в C_0} = \frac{t_у}{x_у C_0};$$

$$L_а = a C_0 R_а^2, \qquad (5\text{-}68)$$

Важным показателем каскада с высокочастотной коррекцией, имеющим большое значение при расчете многокаскадных усилителей, является так называемый *критический выброс* $\delta_{кр}$. Критическим называют выброс такой величины, при котором многокаскадный усилитель, собранный из одинаковых каскадов, имеет выброс, равный выбросу одного каскада. Величина критического выброса

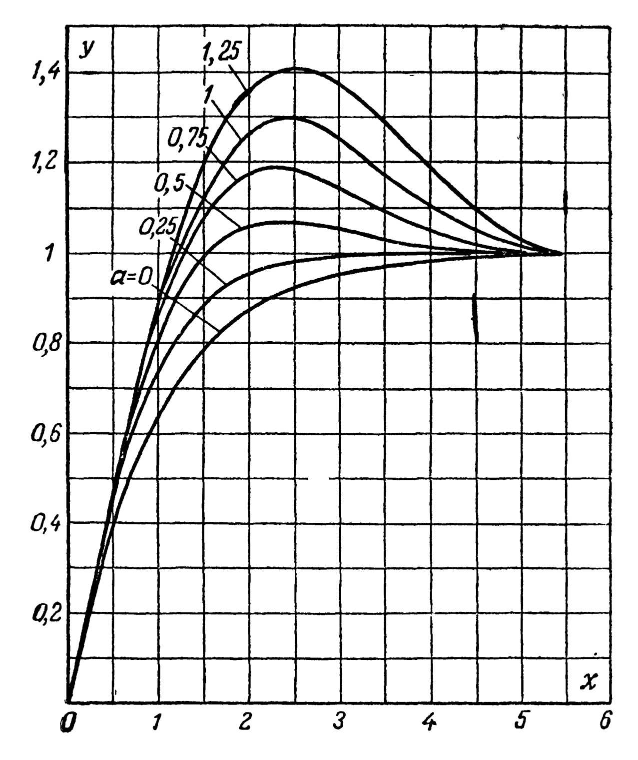


Рис. 5-22. Нормированные переходные характеристики в области малых времен резистивного каскада с экранированной лампой и параллельной высокочастотной коррекцией для различных значений a.

зависит от схемы коррекции и для некоторых схем не является постоянной, изменяясь с изменением соотношений величин в схеме. Для параллельной высокочастотной коррекции критический выброс постоянен и равен примерно 1%.

Формулы (5-66), (5-67) и графики рис. 5-21, 5-22 и 5-23 пригодны и для расчета выходных каскадов транзисторных усилителей, работающих на высокоомную нагрузку; в этом случае в расчетных формулах заменяют $R_а$ на $R_к$ и $L_а$ на $L_к$.

Пример 5-13. Рассчитаем ламповый широкополосный каскад предварительного усиления гармонических сигналов с низкочастотной и параллельной высокочастотной коррекцией, имеющий $f_н = 25$ *гц*, $f_в = 10$ *Мгц* и работающий на лампу пальчиковой серии с динамической входной емкостью $C_{вх.д.сл} = 10$ *пф* и резистором утечки $R_с = 220$ *ком*. Относительное усиление каскада на низшей

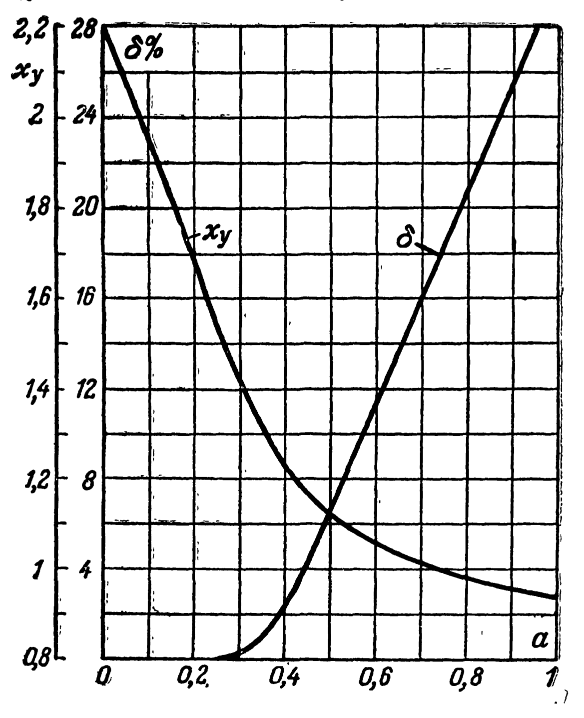


Рис. 5-23. Зависимость выброса и нормированного времени установления от *a* для резистивного каскада с экранированной лампой и параллельной высокочастотной коррекцией.

частоте $Y_н$ должно быть равно 1,12 (подъем на 1 *дб* для компенсации частотных искажений, вносимых следующим каскадом и цепочкой катодного смещения рассчитываемого каскада); относительное усиление на высшей частоте $Y_в = 0{,}89$ (падение усиления на 1 *дб*); максимальная амплитуда выходного напряжения на средних частотах $U_{вых\,m} = 2$ *в*. Напряжение источника анодного питания $E_а = 150$ *в*; в каскаде должна быть использована экономичная лампа пальчиковой серии.

Так как на высоких частотах подъем не требуется, берем коэффициент высокочастотной коррекции $a = 0{,}414$, что соответствует наилучшей частотной характеристике без подъема. По характе-

ристике для этого значения a (рис. 5-21) находим, что $Y_в = 0,89$ соответствует значению $X_в = 1,2$. Найдем анодный ток покоя, который должна иметь лампа, чтобы обеспечить заданное выходное напряжение. Для этого определим нагружающую каскад емкость, считая выходную емкость лампы пальчикового типа равной примерно 3 *пф* и емкость монтажа 5 *пф*:

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл} = 3 + 5 + 10 = 18 \ пф.$$

Отсюда ориентировочное значение $R_а$:

$$R_а = \frac{X_в}{6,28 f_в C_0} = \frac{1,2}{6,28 \cdot 10^7 \cdot 18 \cdot 10^{-12}} = 1\,060 \ ом.$$

Для получения на таком сопротивлении амплитуды выходного напряжения 2 *в* потребуется амплитуда переменной составляющей анодного тока:

$$I_{am} = \frac{U_{вых\,m}}{R_а} = \frac{2}{1\,060} = 1,89 \cdot 10^{-3} \ a = 1,89 \ ма.$$

Для того чтобы каскад не вносил чрезмерных нелинейных искажений, ток покоя лампы необходимо взять в 1,1—1,2 раза больше найденного значения

$$I_{a0} = (1,1 \div 1,2) \, I_{am} = (1,1 \div 1,2) \, 1,89 = 2,1 \div 2,3 \ ма.$$

Широкополосных ламп с таким малым рекомендуемым током покоя нет; поэтому берем для каскада наиболее маломощный и экономичный широкополосный пентод типа 6Ж1П с током покоя в нормальном режиме 7,5 *ма*, крутизной характеристики 5,2 *ма/в* и остальными данными, приведенными в примерах 5-3 и 5-4. Так как его выходная емкость равна 2,5 *пф*, пересчитываем $R_а$ и, найдя, что оно должно быть равно 1 090 *ом*, останавливаемся на стандартном непроволочном сопротивлении 1,1 *ком* на 0,25 *вт* (стр. 367). Коэффициент усиления каскада на средних частотах при этом составит:

$$K_{ср} \approx SR_а = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1 \cdot 10^3 \approx 5,7,$$

откуда необходимое входное напряжение сигнала будет равно 0,35 *в*. Требуемая индуктивность корректирующего дросселя определится выражением

$$L_а = aC_0 R_а^2 = 0,414 \cdot 17,5 \cdot 10^{-12} \, (1,1 \cdot 10^3)^2 =$$

$$= 8,75 \cdot 10^{-6} \ гн = 8,75 \ мкгн.$$

Так как емкость монтажа известна лишь приближенно, для подгонки частотной характеристики каскада на верхних частотах к расчетной дроссель следует снабдить подстроечным сердечником, позволяющим изменять его индуктивность в пределах 7—11 *мкгн*.

При токе анода 7,5 *ма* и токе экранирующей сетки 2 *ма* для подачи на управляющую сетку нормального для лампы отрицательного смещения 1,8 *в* в цепь катода потребуется включить сопротивление катодного смещения около 180 *ом* на 0,25 *вт*, зашунтировав его конденсатором емкостью 200 *мкф* на рабочее напряжение не ниже 2 *в* (формула для расчета емкости этого конденсатора дана на стр. 218).

Задавшись напряжением покоя на аноде $U_{a0}=80$ *в*, что достаточно для обеспечения заданной амплитуды выходного сигнала, найдем максимальное сопротивление резистора $R_ф$ из выражения

$$R_{ф.макс}=\frac{E_a-U_{a0}-U_{c0}}{I_{a0}}-R_a=\frac{120-80-1,8}{7,5\cdot 10^{-3}}-1\,100=$$
$$=4\,000\ ом,$$

что соответствует значению коэффициента низкочастотной коррекции $b=\frac{1\,100}{4\,000}=0,275$. Увеличив b до ближайшего значения 0,3, для которого имеется семейство расчетных характеристик, выберем на этом семействе (стр. 370) характеристику с максимальным подъемом в 1,2—1,5 раза больше заданного; такая характеристика соответствует значению $m=0,9$. По ней найдем, что $Y_н=1,12$ имеет место при $X_н=1,6$, откуда

$$R_ф=\frac{R_a}{b}=\frac{1\,100}{0,3}=3\,660\approx 3\,600\ ом;$$

$$C_ф=\frac{mX_н}{6,28f_н R_a}=\frac{0,9\cdot 1,6}{6,28\cdot 25\cdot 1\,100}=8,33\cdot 10^{-6}\ ф\approx 8\ мкф;$$

$$C_c=\frac{X_н}{6,28f_н R_c}=\frac{1,6}{6,28\cdot 25\cdot 220\cdot 10^3}=4,63\cdot 10^{-8}\ ф\approx 0,05\ мкф.$$

Резистор $R_ф$, через который протекает ток 7,5 *ма*, должен быть взят на мощность 0,25 *вт*, а рассчитанные конденсаторы — на рабочее напряжение не ниже 150 *в*. Вследствие округления рассчитанных значений емкостей и сопротивлений до стандартных, частотная характеристика каскада на нижних частотах несколько изменится; но так как расчетная характеристика была выбрана с максимальным подъемом больше заданной величины, при наладке каскада характеристику легко привести к заданной небольшим изменением сопротивления резистора утечки R_c в ту или другую сторону. При увеличении R_c подъем на низшей частоте будет увеличиваться, при уменьшении R_c — уменьшаться.

Пример 5-14. Рассчитаем каскад для усиления прямоугольных импульсов обеих полярностей с низкочастотной и параллельной высокочастотной коррекцией на широкополосном пентоде типа 6Ж9П, имеющем в нормальном режиме (см. табл. 5-3) $I_{a0}=15,5$ *ма*; $I_{э0}=3$ *ма*; $U_{c0}=-1,5$ *в*; $S=17,5$ *ма/в*; $C_{вых}=3,5$ *пф*. Нагрузкой каскада является выходная цепь оконечного каскада, имеющая $C_{вх\,д\,сл}=7,5$ *пф*; $R_c=100$ *ком* и требующая максимальную амплитуду напряжения сигнала 10 *в*. Каскад должен иметь время установления $t_у\leqslant 20$ *нсек*; выброс фронта — не выше критического, искажения плоской вершины импульса длительностью $T=10^{-3}$ *сек* от влияния разделительного конденсатора C_c не более 5%.

При емкости монтажа для малогабаритных ламп и деталей 5 *пф* полная емкость C_0 составит:

$$C_0=C_{вых}+C_м+C_{вх.д.сл}=3,5+5+7,5=16\ пф.$$

Так как для параллельной высокочастотной коррекции критический выброс равен 1%, по графику на рис. 5-23 находим, что та-

кому выбросу соответствуют значения $a=0,35$ и $x_у=1,31$; отсюда

$$R_а = \frac{t_у}{x_у C_0} = \frac{20 \cdot 10^{-9}}{1,31 \cdot 16 \cdot 10^{-12}} = 956 \text{ ом}$$

(стандартное значение 910 *ом*);

$$L_а = aC_0 R_а^2 = 0,35 \cdot 16 \cdot 10^{-12} \cdot 910^2 = 4,64 \cdot 10^{-6} \text{ гн}.$$

Считая, что максимальная амплитуда тока сигнала в анодной цепи $I_{am} \approx 0,8\ I_{a0} = 12,4$ *ма,* найдем, что максимальная амплитуда напряжения сигнала на выходе составит:

$$U_{am} = I_{am} R_а = 12,4 \cdot 10^{-3} \cdot 910 = 11,3 \text{ в},$$

что превышает заданную величину 10 *в*; следовательно, лампа 6Ж9П в выбранном режиме удовлетворяет поставленным требованиям.

Коэффициент усиления каскада

$$K_{ср} \approx SR_а = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 910 = 15,9,$$

откуда получим, что на вход каскада потребуется подать амплитуду напряжения импульсов 0,63 *в*.

Задавшись напряжением покоя на аноде $U_{a0}=100$ *в*, что вполне достаточно для получения заданной амплитуды выходного сигнала, найдем, как в предыдущем примере, что максимальное сопротивление резистора $R_ф$ составит 2 230 *ом*. Возьмем для $R_ф$ стандартный резистор 1,8 *ком*, соответствующий значению $b \approx 0,5$, для которого имеется семейство нормированных переходных характеристик (стр. 375).

Так как в условиях заданы лишь искажения вершины импульса 5% без указания на то, спад это или подъем, поделим эти искажения примерно пополам и выберем для каскада переходную характеристику с подъемом 2%, соответствующую значению $m=0,85$; по этой характеристике найдем, что спад 3%, дающий с подъемом 2% допущенные искажения вершины 5%, имеет место при $x_т=0,7$. При таком методе расчета емкость конденсаторов каскада получается небольшой и величина искажений вершины мало меняется при изменении величин резисторов и конденсаторов в пределах допусков. Необходимые значения $C_ф$ и $C_с$ будут равны:

$$C_ф = \frac{mT}{x_т R_а} = \frac{0,85 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 910} = 1,21 \cdot 10^{-6} \text{ ф} \approx 1,2 \text{ мкф};$$

$$C_с = \frac{T}{x_т R_с} = \frac{10^{-3}}{0,7 \cdot 10^5} = 1,43 \cdot 10^{-8} \text{ ф} \approx 0,015 \text{ мкф};$$

оба конденсатора должны иметь рабочее напряжение не ниже 150 *в*. Если в каскаде имеется цепочка катодного смещения $C_к R_к$, или цепочка $C_э R_э$ в экранирующей сетке, или обе эти цепочки и задана переходная характеристика каскада в области больших времен с учетом этих цепочек, то расчет емкости конденсатора $C_с$ производится иначе (см. стр. 290).

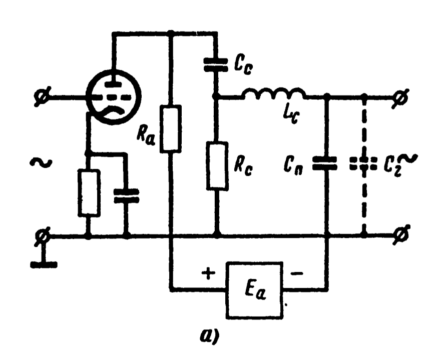
При отклонении спада или подъема плоской вершины от расчетных значений вследствие неточностей расчета и допусков на детали их можно подогнать под расчетные небольшим изменением

R_c; увеличение R_c уменьшает спад и увеличивает подъем, уменьшение R_c действует обратно.

Сопротивление резистора катодного смещения $R_к$ и сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки $R_э$, если таковые имеются в каскаде, рассчитывают так же, как в предыдущих примерах.

Последовательная высокочастотная коррекция

Несложной схемой высокочастотной коррекции, удобной для применения в ламповых каскадах усиления звуковых и сверхзвуковых частот является *схема последовательной высокочастотной коррекции индуктивностью;* здесь последовательно в цепь управляющей сетки вводится индуктивность L_c, образующая с динамической входной емкостью следующего каскада последовательный резонансный контур. Параллельно $C_{вх\,д\,сл}$ при использовании этой схемы иногда включают подстроечный конденсатор $C_п$ (рис. 5-24,*а*); схема пригодна и для транзисторных каскадов (рис. 5-24, *б*).



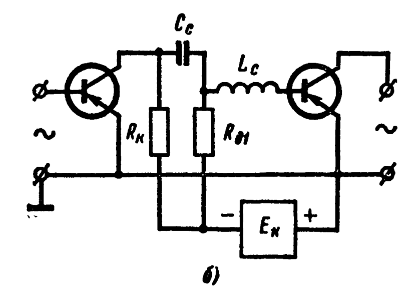


Рис. 5-24. Последовательная высокочастотная коррекция.

а — в ламповом; *б* — в транзисторном каскаде.

Введение L_c делит емкость C_0, нагружающую каскад, на две части: $C_1 = C_{вых} + C_{м1}$, расположенную слева от L_c, и $C_2 = C_{вх.д.сл} + C_{м2}$, расположенную справа от L_c; здесь $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — частичные емкости монтажа, образующие в сумме полную емкость монтажа каскада $C_м$. Свойства схемы последовательной коррекции сильно зависят от соотношения емкостей C_1 и C_2; она имеет наилучшую частотную характеристику лишь при $C_2 = 3C_1$ и хорошую переходную характеристику при $C_2 = (4 \div 5)C_1$. При указанном соотношении емкостей эта схема дает даже немного большее увеличение площади усиления, чем параллельная коррекция, но при других соотношениях оказывается хуже ее. При $C_1 \ll C_2$, что имеет место в большинстве практических случаев, эквивалентная схема последовательной коррекции совпадает с эквивалентной схемой для верхних частот трансформаторного каскада с емкостной нагрузкой, а поэтому для ее расчета в этом случае применимы графики, изображенные на рис. 5-12 и 5-15, и формулы (5-42), (5-44) и другие.

Расчет коррекции такого типа начинают с определения по графику рис. 5-12 или формуле (5-44) значения $d_в$ по заданному подъему частотной характеристики на высшей частоте $Y_в = 1/M_в$, после чего, найдя по выражениям (5-3) и (5-4) сопротивление $R_{э.в}$, определяют индуктивность корректирующего дросселя и емкость подстроечного конденсатора:

$$L_c = \frac{R_{э.в}}{6,28 f_в d_в} \sqrt{1 - 0,5 d_в^2};$$

$$C_п = \frac{d_в^2 L_c}{R_{э.в}^2} - (C_{вх.д.сл} + C_{м.с}), \qquad (5\text{-}69)$$

где $C_{м\,с}$ — емкость монтажа цепи управляющей сетки следующего каскада.

Для коррекции этого типа предпочтительнее применение в корректируемом каскаде триода, так как при экранированной лампе значение L_c получается очень большим и трудно осуществимым на практике.

Пример 5-15. Рассчитаем последовательную высокочастотную коррекцию для каскада с триодом типа 6С1П, описанного в примере 5-1. Подъем частотной характеристики на высшей рабочей частоте 7 000 *гц* требуется получить на 10 *дб* ($Y_в = 3{,}16$).

По графику рис. 5-12 или формуле (5-44) найдем, что для этого необходимо значение $d_в = 0{,}32$. Положив емкость монтажа цепи сетки $C_{м\,с} = 4$ *пф,* найдем индуктивность корректирующего дросселя и емкость подстроечного конденсатора, взяв из примера 5-1 значения $R_{э\,в} = 13\,500$ *ом* и $C_{вх,д\,сл} = 25$ *пф*:

$$L_c = \frac{13\,500}{6,28 \cdot 7\,000 \cdot 0,32} \sqrt{1 - 0,5 \cdot 0,32^2} = 0,93 \text{ гн};$$

$$C_п = \frac{0,32^2 \cdot 0,93}{13\,500^2} - (25 + 4) = 493 \text{ пф}.$$

Дроссель с такой индуктивностью можно сделать на горшкообразном ферритовом сердечнике небольшого размера (СБ-1 или СБ-2). Омическое сопротивление дросселя и потери в его сердечнике могут заметно снизить подъем характеристики по сравнению с расчетным. Для предотвращения этого при расчете коррекции обычно задаются подъемом характеристики в 1,2—1,5 раза больше необходимого, а при испытании каскада снижают излишний подъем включением параллельно $C_п$ резистора в несколько десятков или сотен килоом, сопротивление которого подбирают до получения заданного подъема. Если частота максимального подъема отличается от расчетной (например, из-за неточного значения индуктивности корректирующего дросселя), ее нетрудно подогнать к расчетной изменением емкости подстроечного конденсатора.

Сложная высокочастотная коррекция

Иногда выигрыш в усилении, даваемый параллельной высокочастотной коррекцией, оказывается недостаточным, и каскад дает слишком малое усиление или лампу для каскада приходится брать

слишком мощную. В этих случаях для увеличения выигрыша, даваемого коррекцией, применяют сложные схемы высокочастотной коррекции.

Наиболее распространенной из схем такого типа является схема параллельно-последовательной высокочастотной коррекции (рис. 5-25). Она содержит две корректирующие индуктивности L_a и L_1, а иногда и дополнительное сопротивление R_1; индуктивность L_1,

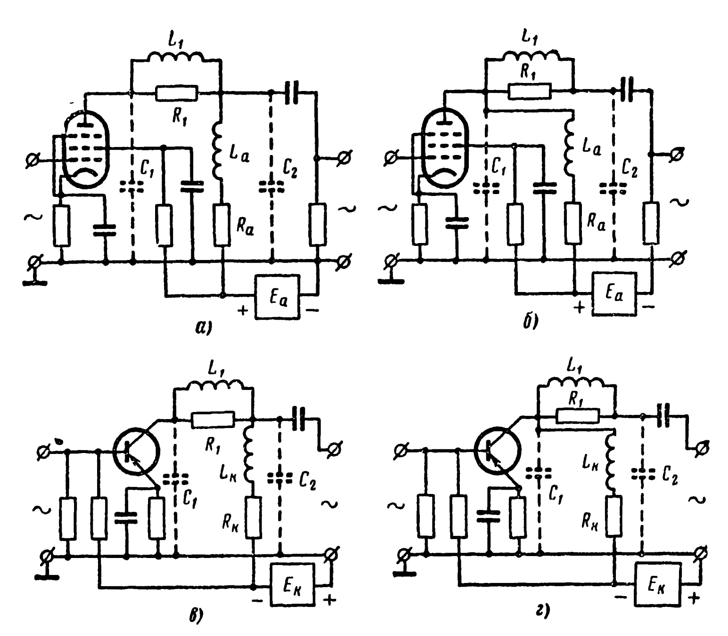


Рис. 5-25. Варианты схемы параллельно-последовательной высокочастотной коррекции в ламповом и транзисторном каскадах.

как и в схеме последовательной коррекции, делит нагружающую каскад емкость C_0 на C_1 и C_2, образующие с индуктивностями L_a и L_1 резонансную систему, эффективнее расширяющую полосу рабочих частот каскада, чем параллельная коррекция. Параллельно-последовательная высокочастотная коррекция пригодна как для ламповых, так и транзисторных каскадов; однако ввиду сложности корректирующей цепи и громоздкости выражений, описывающих характеристики схемы, ее расчет возможен для каскадов усиления гармонических сигналов лишь при частотной характеристике без подъема на верхних частотах. В каскадах усиления импульсных сигналов параллельно-последовательную коррекцию обычно рассчитывают с критическим выбросом (см. стр. 127).

Расчет ламповых каскадов усиления гармонических сигналов с такой коррекцией производят по семейству нормированных частотных характеристик, приведенному на рис. 5-26 и графикам, изо-

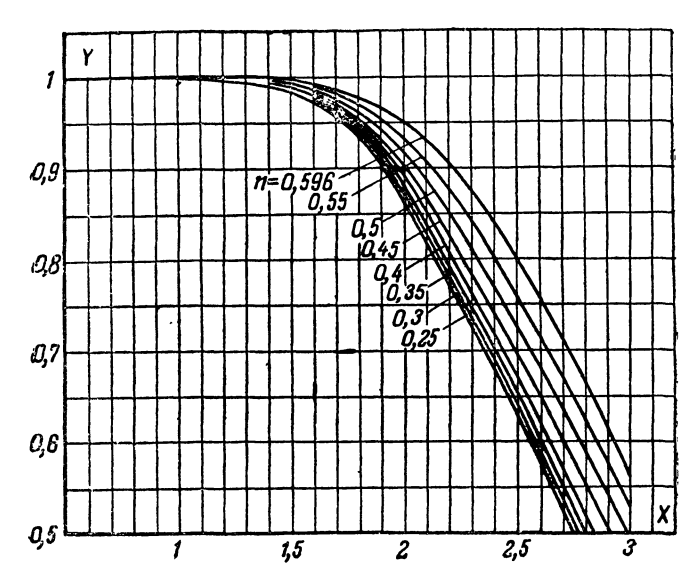


Рис. 5-26. Семейство нормированных частотных характеристик схем параллельно-последовательной высокочастотной коррекции, изображенных на рис. 5-25.

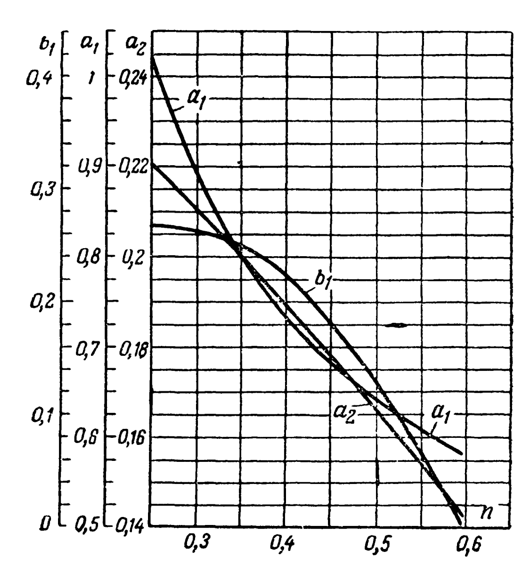


Рис 5-27. Графики для определения расчетных коэффициентов схем рис. 5-25 для каскада усиления гармонических сигналов.

браженным на рис. 5-27, а расчет каскадов усиления импульсных сигналов с критическим выбросом — по графикам рис. 5-28. На этих рисунках приняты следующие обозначения:

$$\left.\begin{aligned} C_0 = C_1 + C_2;\quad C_1 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м}1};\quad C_2 = C_{\text{вх.д.сл}} + C_{\text{м}2};\\ n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C_1}{C_0};\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}70)$$

$$\left.\begin{aligned} a = \frac{L_{\text{а}}}{C_0 R_{\text{а}}^2};\ a_1 = \frac{L_1}{C_0 R_{\text{а}}^2};\ b_1 = \frac{R_{\text{а}}}{R_1};\\ X = 6{,}28 f C_0 R_{\text{а}};\quad x_{\text{у}} = \frac{t_{\text{у}}}{C_0 R_{\text{а}}},\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}71)$$

где $C_{\text{вх.д.сл}}$ — входная динамическая емкость следующего каскада или емкость нагрузки;

$C_{\text{м}1}$ и $C_{\text{м}2}$ — частичные емкости монтажа, равные для обычных ламп и деталей 5—6 *пф* каждая, для пальчиковых ламп и малогабаритных деталей 3—4 *пф* и для транзисторных каскадов с миниатюрными деталями 1,5—2 *пф* каждая;

a, a_1, b_1 — коэффициенты коррекции;

$x_{\text{у}}$ — нормированное время установления.

Графики, изображенные на рис. 5-26—5-28 относятся к варианту схемы рис. 5-25, *а*; для варианта рис. 5-25, *б* они справедливы при

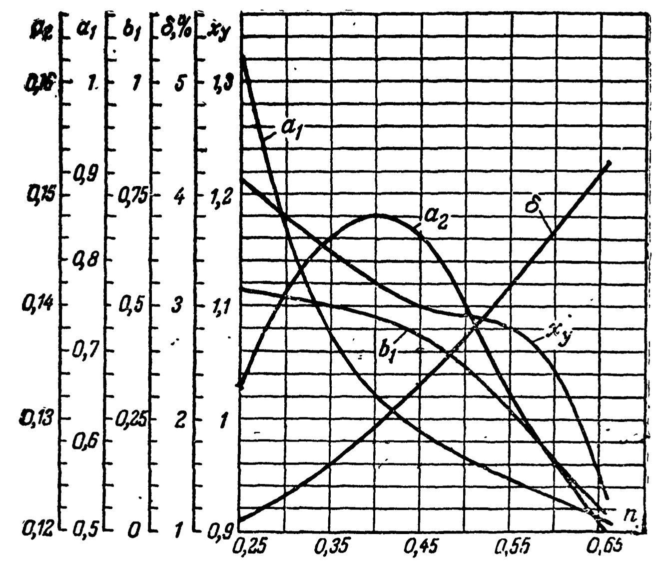


Рис. 5-28. Графики для определения расчетных коэффициентов схем рис. 5-25 для каскада усиления импульсных сигналор.

замене n на $1-n$. Из этих графиков видно, что вариант рис. 5-25, *а* имеет наилучшую частотную характеристику при $n=0{,}596$ и наименьшее время установления при $n=0{,}656$; следовательно, вариант рис. 5-25, *б* имеет наилучшую частотную характеристику при $n=0{,}404$ и наименьшее время установления при $n=0{,}344$.

Для получения от параллельно-последовательной коррекции наилучших результатов необходимо при различных значениях n брать определенный вариант схемы, иногда добавляя к C_1 или C_2 небольшой конденсатор, доводящий n до наивыгоднейшей величины.

Рекомендации по выбору варианта схемы параллельно-последовательной коррекции и подключению дополнительных емкостей для различных значений n в каскадах усиления как гармонических, так и импульсных сигналов даны в табл. 5-4. Критический выброс для схем рис. 5-25 зависит от величины n и при изменении n от 0,25 до 0,656 меняется от 1,1 до 4,3%.

Приведенные выше графики и формулы пригодны для расчета ламповых каскадов как предварительного усиления, так и выходных, работающих на высокоомную нагрузку, а также транзисторных выходных каскадов с высокоомной нагрузкой. В этих условиях параллельно-последовательная коррекция может увеличить площадь

Таблица 5-4

Рекомендации по выбору варианта схемы параллельно-последовательной коррекции при различных значениях n

Значение n	Вариант, дающий наилучшие результаты
Каскады усиления гармонических сигналов	
0,75—0,69	Вариант рис. 5-25, *б* без дополнительных емкостей
0,69—0,596	Вариант рис. 5-25, *а* с подключением емкости к C_2, доводящей n до 0,596
0,596—0,5	Вариант рис. 5-25, *а* без дополнительных емкостей
0,5—0,404	Вариант рис. 5-25, *б* без дополнительных емкостей
0,404—0,31	Вариант рис. 5-25, *б* с подключением емкости к C_1, доводящей n до 0,404
0,31—0,25	Вариант рис. 5-25, *а* без дополнительных емкостей
Каскады усиления импульсных сигналов	
0,75—0,656	Вариант рис. 5-25, *а* с подключением емкости к C_2, доводящей n до 0,656
0,656—0,5	Вариант рис. 5-25, *а* без дополнительных емкостей
0,5—0,344	Вариант рис. 5-25, *б* без дополнительных емкостей
0,344—0,25	Вариант рис. 5-25, *б* с подключением емкости к C_1, доводящей n до 0,344.

усиления каскада в 2—3 раза, т. е. обеспечить усиление на 20—80% выше при той же полосе рабочих частот по сравнению с параллельной коррекцией, или дать в 2—3 раза более высокое усиление по сравнению с некорректированным каскадом. Однако она содержит по меньшей мере 2 дополнительные детали, более сложна в настройке, сильнее изменяет свойства при замене ламп, транзисторов и других деталей; поэтому ее целесообразно применять лишь в особых случаях — например, при такой рабочей полосе частот, когда параллельная коррекция обеспечивает коэффициент усиления каскада близкий к единице, т. е. практически не дает усиления, или в выходных каскадах с большой амплитудой выходного напряжения сигнала, где использование параллельно-последовательной коррекции позволит применить менее мощную лампу или транзистор, и снизить мощность, расходуемую на питание усилителя.

В транзисторных каскадах предварительного усиления эта схема обычно дает меньший выигрыш, а поэтому применяется редко.

Пример 5-16. Пересчитаем каскад усиления гармонических сигналов примера 5-13 на параллельно-последовательную коррекцию для иллюстрации получаемого при этом выигрыша. Считая частичные емкости монтажа $C_{м1}$ и $C_{м2}$ для малогабаритных ламп и деталей по 3 *пф*, получим:

$$C_1 = C_{вых} + C_{м1} = 2,5 + 3 = 5,5 \text{ пф};$$

$$C_2 = C_{вх.д.сл} + C_{м2} = 10 + 3 = 13 \text{ пф};$$

$$C_0 = C_1 + C_2 = 5,5 + 13 = 18,5 \text{ пф};$$

$$n = \frac{C_1}{C_0} = \frac{5,5}{18,5} \approx 0,3.$$

Из табл. 5-4 находим, что для этого случая нужно применить вариант рис. 5-25, *а* без дополнительных емкостей; по кривой для $n = 0,3$ (рис. 5-26) находим, что заданное значение $Y_в = 0,89$ имеет место при $X_в = 1,95$; отсюда

$$R_а = \frac{0,159\,X_в}{f_в C_0} = \frac{0,159 \cdot 1,95}{10^7 \cdot 18,5 \cdot 10^{-12}} = 1\,680 \text{ ом} \approx 1,6 \text{ ком};$$

$$K_{ср} \approx SR_а = 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,600 = 8,3,$$

что в 1,6 раза больше, чем при параллельной коррекции. По графикам рис. 5-27 для $n = 0,3$ находим $a = 0,21$; $a_1 = 0,89$, $b_1 = 0,26$, откуда определяем L_1, $L_а$ и R_1:

$$l_а = aC_0 R_а^2 = 0,21 \cdot 18,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1\,600^2 = 1 \cdot 10^{-5} \text{ гн};$$

$$L_1 = a_1 C_0 R_а^2 = 0,89 \cdot 18,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1\,600^2 = 4,21 \cdot 10^{-5} \text{ гн};$$

$$R_1 = \frac{R_а}{b_1} = \frac{1\,600}{0,26} = 6\,150 \text{ ом} \approx 6,2 \text{ ком}.$$

Дальнейший расчет не отличается от расчета каскада с параллельной коррекцией.

Пример 5-17. Пересчитаем каскад усиления импульсных сигналов примера 5-14 на параллельно-последовательную коррекцию. Счи-

тая частичные емкости монтажа как и в предыдущем примере по 3 *пф*, получим:

$$C_1 = C_{\text{вых}} + C_{\text{м1}} = 3,5 + 3 = 6,5\ \textit{пф};$$

$$C_2 = C_{\text{вх.д.сл}} + C_{\text{м2}} = 7,5 + 3 = 10,5\ \textit{пф};$$

$$C_0 = C_1 + C_2 = 6,5 + 10,5 = 17\ \textit{пф};$$

$$n = \frac{C_1}{C_0} = \frac{6,5}{17} = 0,382.$$

Согласно табл. 5-4 для такого n следует применить вариант рис. 5-25, *б* без дополнительных емкостей; для него $n = 1 - 0,382 =$

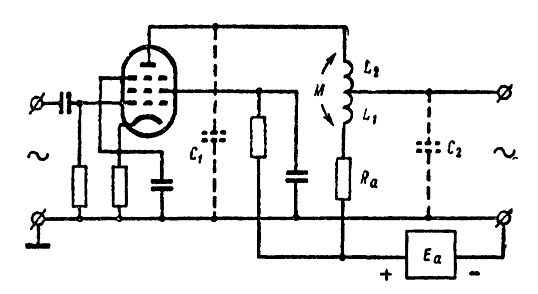


Рис. 5-29. Автотрансформаторная высокочастотная коррекция.

$= 0,618$. Для этого значения n по графикам рис. 5-28 найдем: $a = 0,124$; $a_1 = 0,53$; $b_1 = 0,125$; $\delta = \delta_{\text{кр}} = 3,8\%$; $x_{\text{у}} = 1,02$.

Отсюда

$$R_{\text{а}} = \frac{t_{\text{у}}}{x_{\text{у}} C_0} = \frac{20 \cdot 10^{-9}}{1,02 \cdot 17 \cdot 10^{-12}} = 1\,155\ \textit{ом} \approx 1,1\ \textit{ком};$$

$$K_{\text{ср}} \approx SR_{\text{а}} = 17,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,100 = 19,2;$$

$$L_{\text{а}} = aC_0 R_{\text{а}}^2 = 0,124 \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 1\,100^2 = 2,55 \cdot 10^{-6}\ \textit{гн};$$

$$L_1 = a_1 C_0 R_{\text{а}}^2 = 0,53 \cdot 17 \cdot 10^{-12} \cdot 1\,100^2 = 1,09 \cdot 10^{-5}\ \textit{гн};$$

$$R_1 = \frac{R_{\text{а}}}{b_1} = \frac{1\,100}{0,125} = 8\,800\ \textit{ом}\ \text{(стандартное значение 9,1}\ \textit{ком}\text{)}.$$

Таким образом, использование параллельно-последовательной коррекции позволило увеличить коэффициент усиления каскада по сравнению с параллельной коррекцией в $\frac{19,2}{15,9} = 1,21$ раза, но при этом выброс фронта возрос с 1% до 3,8%. Дальнейший расчет производится так же, как при параллельной коррекции.

Наибольшее увеличение площади усиления каскада, а следовательно, и наибольший выигрыш в усилении из применяемых на практике схем дает *автотрансформаторная схема высокочастотной*

коррекции, содержащая две индуктивно связанные корректирующие индуктивности L_1 и L_2 с коэффициентом взаимоиндукции M между ними (рис. 5-29). Эта схема при $n=\frac{C_1}{C_1+C_2}=0{,}4$ и снижении усиления на верхней рабочей частоте на 10% ($Y_в=0{,}9$) дает выигрыш в усилении в 2,1 раза по сравнению с параллельной коррекцией; при этом же значении n и выбросе фронта в 1% она имеет нормированное время установления $x_у=0{,}75$, что в 1,74 раза меньше, чем у параллельной коррекции при том же выбросе. Однако регулировка и настройка этой схемы еще более сложны, чем параллельно-последовательной коррекции, поэтому, несмотря на хорошие показатели, она применяется редко.

5-5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

Каскад с бегущей волной

При полосе рабочих частот порядка нескольких сотен мегагерц даже лучшие современные лампы и транзисторы при использовании рассмотренных схем высокочастотной коррекции не дают или почти не дают усиления. Кроме того, при такой полосе частот получение выходного напряжения сигнала в несколько десятков вольт и даже в несколько вольт становится затруднительным, так как при малом сопротивлении нагрузки выходной цепи для этого требуются лампы или транзисторы с током выходной цепи в сотни миллиампер, требующие очень большую мощность питания. Параллельное включение нескольких ламп или транзисторов почти не приносит пользы, так как при этом, наряду с увеличением крутизны S растет емкость C_0.

Усиление сигналов с полосой частот в несколько сотен мегагерц позволяет осуществить лишь *каскад с бегущей волной,* также называемый *каскадом распределенного усиления,* в котором используется несколько одинаковых ламп или транзисторов; поясним принцип действия такого каскада на примере его лампового варианта, упрощенная принципиальная схема которого дана на рис. 5-30. Здесь аноды и управляющие сетки ламп, входящих в каскад, разделены индуктивностями $L_а$ и $L_с$, образующими с междуэлектродными и монтажными емкостями анодной и сеточной цепей $C_а$ и $C_с$ звенья двух искусственных линий. К началу сеточной линии присоединяется источник сигнала, а к началу анодной — резистор $R_а$. Для создания в сеточной и анодной линиях режима бегущей волны волновое сопротивление сеточной линии $\rho_с$ должно быть равно сопротивлению источника сигнала $R_и$, а волновое сопротивление анодной линии $\rho_а$ — сопротивлению резистора $R_а$. Для предотвращения отражения сигнала от концов сеточной и анодной линий эти линии нагружают активными резисторами $R_с=\rho_с$ и $R_а=\rho_а$ соответственно. Для обеспечения одинаковой скорости распространения бегущей волны по сеточной и анодной линиям произведение $L_аC_а$ должно быть равно $L_сC_с$.

Работает такой усилительный каскад следующим образом. Если напряжение на входе сеточной линии изменить скачком на величину

$u_{вх}$, то скачок начнет распространяться вправо по сеточной линии. В момент подачи скачка на вход сеточной линии анодный ток первой лампы изменится на величину $Su_{вх}$, а напряжение на ее аноде — на $Su_{вх}\frac{R_а}{2}$, так как входное сопротивление нагруженной с обеих сторон анодной линии равно $R_а/2$. Полученный в анодной цепи первой лампы скачок напряжения будет распространяться по анодной линии в обе стороны. Распространяющийся влево скачок поглотится левым резистором $R_а$ без отражения, так как $\rho_а = R_а$. Распространяющийся вправо скачок достигнет анода второй лампы

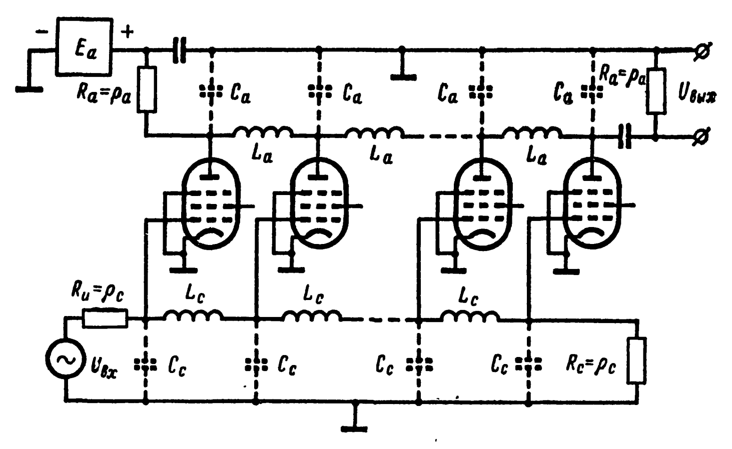


Рис. 5-30. Упрощенная принципиальная схема каскада с бегущей волной.

в момент, когда к ее сетке придет скачок, распространяющийся по сеточной линии, так как скорость распространения сигнала по обеим линиям одинакова. Вторая лампа при этом также создаст на анодной линии скачок напряжения $Su_{вх}\frac{R_а}{2}$, который, сложившись со скачком от первой лампы, образует на аноде второй лампы суммарное напряжение сигнала, равное $2\left(Su_{вх}\frac{R_а}{2}\right)$. Это напряжение, распространяясь далее вправо, складывается с напряжением, создаваемым следующими лампами, и образует на правом сопротивлении $R_а$, т. е. на выходе каскада, напряжение сигнала, равное $nSu_{вх}\frac{R_а}{2}$, где n — число ламп в каскаде.

В результате каскад с бегущей волной оказывается эквивалентным обычному усилительному каскаду с лампой, имеющей отношение S/C_0 в n раз большее, чем у применяемых ламп, так как их крутизна суммируется, а емкости не складываются. Это позволяет, как указывалось, довести верхнюю границу усиливаемых каскадом

частот до многих сотен мегагерц при современных широкополосных лампах. Вследствие сложения токов сигнала отдельных ламп в анодной линии каскада с бегущей волной позволяет сильно увеличить амплитуду выходного напряжения, что также очень важно.

Количество ламп или транзисторов, применяемых в каскаде с бегущей волной, может достигать 6—10 и зависит от предъявленных к каскаду требований. Настройка такого каскада очень сложна, его частотная характеристика в области высоких частот обычно имеет неравномерность в несколько децибел, а переходная характеристика в области малых времен — значительный выброс (до десятков процентов). Такие каскады склонны к самовозбуждению из-за присутствия в них нескольких усилительных элементов с высокой крутизной характеристики.

Передача усиленного сигнала от одного каскада с бегущей волной к другому через разделительный конденсатор возможна лишь при равенстве волновых сопротивлений выходной линии предыдущего каскада и входной линии последующего. При отсутствии этого равенства между каскадами включают согласующие трансформаторы.

Из-за большого потребления питающей энергии, громоздкости, дороговизны и сложности наладки каскады с бегущей волной применяются лишь в тех случаях, когда обычные усилительные каскады непригодны.

Пример 5-18. Рассчитаем основные данные каскада с бегущей волной, имеющего полосу рабочих частот от $f_н = 100$ *кгц* до $f_в = 300$ *Мгц* и собранного по схеме рис. 5-30 на шести пентодах типа 6Ж1П, работающих в нормальном режиме при $S = 5{,}2$ *ма/в*. Расчет каскада с бегущей волной производят при помощи известных соотношений теории электрических фильтров. Считая высшую рабочую частоту каскада равной граничной частоте пропускания Г-образных звеньев анодной и сеточной линий схемы рис. 5-30, получим:

$$R = \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}\,;\; L = \frac{0{,}101}{f_в^2 C}. \qquad (5\text{-}72)$$

Положив емкость монтажа на один электрод равной 2 *пф*, при входной емкости 6Ж1П в 4,5 *пф* и ее выходной емкости 2,5 *пф*, получим емкости звеньев анодной и сеточной линий:

$$C_а = C_{вых} + C_м = 2{,}5 + 2 = 4{,}5 \text{ пф};$$

$$C_с = C_{вх} + C_м = 4{,}5 + 2 = 6{,}5 \text{ пф}.$$

Отсюда необходимые значения $L_а$, $L_с$, $R_с$ и $R_а$ составят:

$$L_с = \frac{0{,}101}{f_в^2 C_с} = \frac{0{,}101}{(3\cdot 10^8)^2\cdot 6{,}5\cdot 10^{-12}} = 0{,}173\cdot 10^{-6} \text{ гн};$$

$$L_а = \frac{0{,}101}{f_в^2 C_а} = \frac{0{,}101}{(3\cdot 10^8)^2\cdot 4{,}5\cdot 10^{-12}} = 0{,}25\cdot 10^{-6} \text{ гн};$$

$$R_с = \sqrt{\frac{L_с}{C_с}} = \sqrt{\frac{0{,}173\cdot 10^{-6}}{6{,}5\cdot 10^{-12}}} = 163 \approx 160 \text{ ом};$$

$$R_а = \sqrt{\frac{L_а}{C_а}} = \sqrt{\frac{0{,}25\cdot 10^{-6}}{4{,}5\cdot 10^{-12}}} = 236 \approx 240 \text{ ом}.$$

При шести лампах в каскаде его коэффициент усиления будет:

$$K_{ср} = 0,5\,nSR_а = 0,5 \cdot 6 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 240 \approx 3,7.$$

Каскодная схема

В широкополосных ламповых усилителях с большим коэффициентом усиления шумы первой лампы создают на выходе большое напряжение помех, не позволяющее усиливать слабые сигналы, что

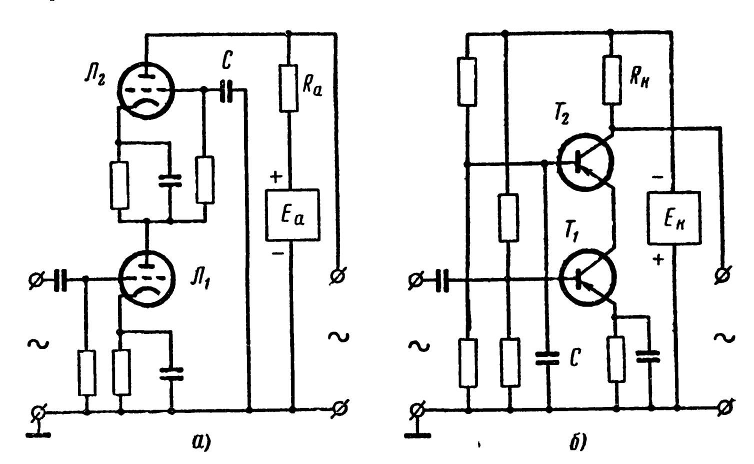


Рис. 5-31. Каскодная схема.

а — с электронными лампами; *б* — с транзисторами.

уменьшает динамический диапазон передачи. Для снижения шумов в первом каскаде усилителя желательно применить триод, так как его шумы много ниже шумов экранированной лампы; в широкополосном усилителе это затруднительно из-за большой динамической входной емкости триода.

Каскодная схема позволяет применить триод в первом каскаде широкополосного усилителя, что может сильно снизить уровень шумов последнего и тем самым увеличить его динамический диапазон. Она содержит два триода или транзистора (рис. 5-31); в ее ламповом варианте входной триод $Л_1$, на который поступает входной сигнал, включен с общим катодом; в транзисторном варианте входной транзистор T_1 включен с общим эмиттером.

С анода триода $Л_1$ сигнал поступает на катод триода $Л_2$, включенного с общей сеткой (его сетка соединена с общим проводом схемы через конденсатор C большой емкости). Коэффициент усиления напряжения K_1 входного триода $Л_1$, как и транзистора T_1 в транзисторном варианте, получается практически равным единице, так как входное сопротивление триода $Л_2$ с общей сеткой, являющегося анодной нагрузкой триода $Л_1$, равно $1/S$, а поэтому $K_1 \approx \approx SR_{а\smile 1} = S\frac{1}{S} = 1$. Ввиду того, что входной триод не дает усиле-

ния напряжения, его динамическая входная емкость, определяемая выражением (4-5), оказывается очень малой, не превышающей динамической входной емкости хорошей экранированной лампы.

Резистор $R_а$ в анодной цепи триода $Л_2$ (или $R_к$ в транзисторном варианте) рассчитывают как в обычном широкополосном каскаде, применяя в случае необходимости как высокочастотную, так и низкочастотную коррекцию. При этом коэффициент усиления напряжения K_2 триода $Л_2$ получается практически таким же, как у экранированной лампы; в результате уровень шумов схемы получается практически тем же, что и у каскада с триодом, а входная динамическая емкость и коэффициент усиления напряжения — как у каскада с экранированной лампой.

Каскодная схема в транзисторном варианте расширяет полосу пропускания каскада по сравнению с включением тех же транзисторов с обшим эмиттером, так как динамическая входная емкость транзистора T_1 вследствие низкого сопротивления его нагрузки оказывается очень малой, а у транзистора T_2, включенного с общей базой, она практически отсутствует. В транзисторной каскодной схеме обратная связь выходной цепи с входной в сотни раз меньше, чем у обычного транзисторного каскада с общим эмиттером; это позволяет получить большее устойчивое усиление в резонансных и полосовых усилителях и отсутствие влияния настройки выходного контура на входной.

Каскодную схему применяют в первых каскадах ламповых видеоусилителей и других широкополосных устройств с большим усилением, в первых каскадах высококачественных магнитофонных усилителей, а также в высокочувствительных и широкополосных радиоприемных устройствах. Ее можно использовать в выходных каскадах широкополосных транзисторных усилителей с большим выходным напряжением, так как она позволяет взять большое сопротивление $R_к$ вследствие малой выходной емкости транзистора T_2, включенного с общей базой, и снизить ток покоя его коллектора при той же амплитуде выходного напряжения. Усиление схемы получается очень большим при широкой полосе пропускания, так как транзистор T_2 дает очень большое усиление напряжения, а T_1 — большое усиление тока, практически равное его значению β.

Каскад с последовательным управлением

При значительной выходной мощности сигнала потребление мощности питания рассмотренными выше схемами широкополосных усилительных каскадов получается очень большим, так как их коэффициент полезного действия невелик. Малый к. п. д. таких каскадов объясняется тем, что, кроме потерь энергии питания в самом усилительном элементе, здесь большие потери имеют место в резисторе $R_а$, включенном в цепь анода лампы (или $R_к$, включенном в цепь коллектора транзистора), на котором не только теряется часть напряжения питания, но которое также бесполезно поглощает и энергию усиленного сигнала.

Для устранения указанных потерь можно заменить $R_а$ или $R_к$ вторым усилительным элементом, на вход которого подают сигнал противоположной полярности с выхода первого; такие каскады, которые назовем двухтактными с несимметричным выходом и каскадами с последовательным управлением, даны на рис. 5-32. Усилительные элементы здесь работают параллельно на общую нагрузку $R_н$, вклю-

чаемую через разделительный конденсатор; режим усилительных элементов берут одинаковым, и напряжение питания делится между ними пополам. Напряжение сигнала противоположной полярности на лампу $Л_2$ или транзистор T_2 в схемах рис. 5-32 снимают с рези-

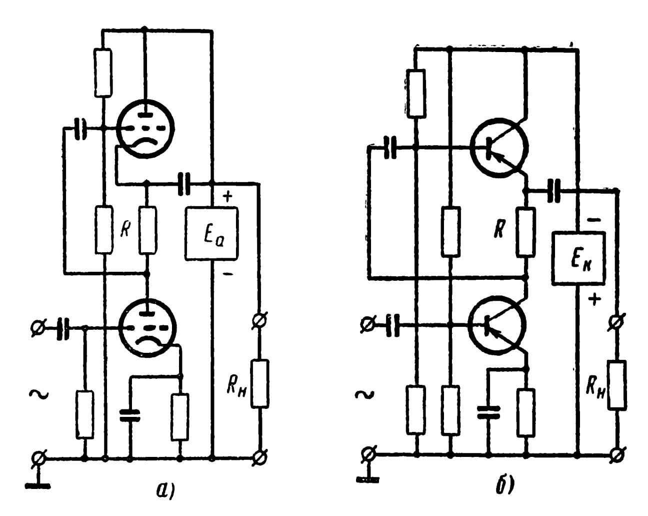


Рис. 5-32. Двухтактный каскад с несимметричным выходом и последовательным управлением.

а — с электронными лампами; *б* — с транзисторами.

стора *R* с небольшим сопротивлением, величину которого берут такой, чтобы оба усилительных элемента отдавали в нагрузку одинаковый ток сигнала. К. п. д. транзисторного каскада такого типа в режиме *А* может быть получен порядка 45%, тогда как в обычном реостатном транзисторном каскаде с разделительным конденсатором в цепи нагрузки его нельзя получить выше 8%; у ламповых каскадов к. п. д. получается в 1,5—2 раза ниже.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

КАСКАДЫ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ

6-1. ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Ранее указывалось, что назначением каскада мощного усиления является отдача в нагрузку определенной мощности сигнала при наименьшем потреблении питающей энергии и допустимых нелинейных и частотных или переходных искажениях.

Поэтому выбор усилительного элемента для каскада мощного усиления, способа его включения, режима работы, положения точки покоя на характеристике, сопротивления нагрузки выходной цепи, смещения на управляющем электроде и т. п. производят, исходя из заданной выходной мощности при наименьшем потреблении питающей энергии и допустимых нелинейных искажениях. Допустимый же уровень частотных или переходных искажений обеспечивают выбором соответствующей схемы связи усилительного элемента с нагрузкой или следующим каскадом и ее расчетом, так же как это делается при расчете каскада предварительного усиления.

При этом коэффициент усиления каскада мощного усиления получается обычно много ниже, чем каскада предварительного усиления с тем же усилительным элементом; с этим приходится мириться, так как для каскада мощного усиления коэффициент усиления является второстепенным показателем.

Сопротивление внешней нагрузки каскада мощного усиления обычно отличается от расчетного сопротивления нагрузки усилительного элемента; поэтому для создания усилительному элементу необходимых условий работы его обычно связывают с нагрузкой выходным трансформатором с определенным коэффициентом трансформации.

Ввиду того что на вход каскада мощного усиления подают большую амплитуду сигнала, захватывающую всю область характеристик усилительного элемента, которую можно использовать, параметры усилительного элемента в течение периода сигнала изменяются очень сильно. По этой причине расчет отдаваемой каскадом мощности, коэффициента усиления, коэффициента гармоник здесь производят графическим способом по характеристикам усилительного элемента, так как при аналитическом расчете этих величин ошибка может быть очень велика.

В каскадах мощного усиления применяют как режим А, так и режим В. Усилительные элементы здесь можно использовать любые: триоды, экранированные лампы, транзисторы.

На практике встречаются каскады мощного усиления с выходной мощностью от милливатт до сотен киловатт. При очень малой мощности — до десятых долей ватта — в каскадах мощного усиления применяют или маломощные электронные лампы (триоды, экранированные лампы) приемно-усилительной серии, или маломощные транзисторы При средней мощности (ватты и десятки ватт) используют специальные выходные лампы приемно-усилительной серии (триоды, лучевые тетроды, пентоды) или мощные транзисторы. При большой выходной мощности (киловатты и выше) в каскадах мощного усиления применяют мощные генераторные и модуляторные лампы.

Электронные лампы в каскадах мощного усиления обычно включают с общим катодом, так как при этом на вход каскада не требуется большой амплитуды сигнала, как при включении с общим анодом, и не нагружается предыдущий каскад, как это имеет место при включении с общей сеткой. Транзисторы в каскадах мощного усиления обычно включают с общим эмиттером или общей базой; включение с общим коллектором применяют реже.

Способ расчета каскада мощного усиления зависит как от режима, в котором он работает, так и от типа примененного усилительного элемента.

6-2. РАСЧЕТ КАСКАДА В РЕЖИМЕ А

Основные соотношения

Так как в режиме А точка покоя располагается на середине прямолинейной части динамической характеристики, форма выходного тока, а следовательно, и выходного напряжения при синусоидальном входном сигнале близка к синусоиде (рис. 6-1). При этом среднее значение выходного тока усилительного элемента $I_{ср}$, равное среднему значению тока, потребляемого каскадом от источника питания, можно считать равным току покоя усилительного элемента I_0:

$$I_{ср} \approx I_0, \qquad (6\text{-}1)$$

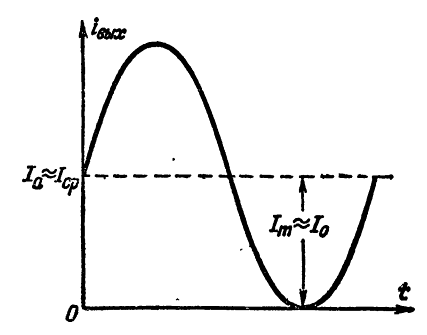


Рис. 6-1. Форма тока в выходной цепи усилительного элемента каскада мощного усиления, работающего в режиме А, при синусоидальном входном сигнале.

отдаваемую в нагрузку мощность сигнала P, равной половине произведения амплитуды переменной составляющей выходного напряжения U_m на амплитуду переменной составляющей выходного тока I_m:

$$P = 0{,}5\,U_m I_m, \qquad (6\text{-}2)$$

и потребляемую от источника питания выходной цепи мощность P_0 — равной произведению тока покоя на напряжение источника питания E_0, почти не отличающееся от постоянной составляющей напряжения на выходном электроде U_0 ввиду малого падения напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора:

$$P_0 = I_{ср} E_0 \approx I_0 U_0. \qquad (6\text{-}3)$$

Коэффициентом полезного действия каскада мощного усиления называют отношение отдаваемой им мощности сигнала $P_\sim$ к мощности P_0, потребляемой от источника питания выходной цепи. При полном использовании тока покоя усилительного элемента, как видно из рис. 6-1, в рассматриваемом режиме $I_m \approx I_0$; учитывая это и подставив в выражение для к. п. д. значения $P_\sim$ и P_0 из выражений (6-2) и (6-3), получим, что к. п. д. каскада мощного усиления в режиме А при полном использовании усилительного элемента равен:

$$\eta_A = \frac{P_\sim}{P_0} \approx 0{,}5 \frac{U_m}{U_0} = 0{,}5\,\xi, \qquad (6\text{-}4)$$

где ξ — коэффициент использования питающего напряжения, равный отношению амплитуды переменной составляющей выходного напряжения к его постоянной составляющей.

Выделяемая на выходном электроде усилительного элемента мощность P равна разности мощности P_0, потребляемой от источника питания выходной цепи, и мощности сигнала $P_\sim$, отдаваемой усилительным элементом:

$$P = P_0 - P_\sim. \qquad (6\text{-}5)$$

Так как в режиме А, как видно из уравнения (6-3), мощность P_0 не зависит от амплитуды сигнала, то *в режиме А наибольшая мощность выделяется на выходном электроде усилительного элемента при отсутствии сигнала, так как при этом* $P_\sim$ равно нулю.

Поэтому ток покоя выходной цепи I_0 в режиме А выбирают так, чтобы произведение I_0U_0 не превосходило допустимой мощности рассеяния на выходном электроде примененного усилительного элемента $P_{доп}$:

$$I_0 U_0 \leqslant P_{доп}; \quad I_0 \leqslant \frac{P_{доп}}{U_0}. \qquad (6\text{-}6)$$

Ввиду того что часть мощности сигнала, отдаваемой усилительным элементом, теряется в выходном трансформаторе, мощность сигнала $P_\sim$, которую должен отдавать усилительный элемент (или усилительные элементы, если их несколько), определяется через необходимую мощность в нагрузке P_2 и к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр}$ выражением

$$P_\sim = \frac{P_2}{\eta_{тр}}. \qquad (6\text{-}7)$$

Двухтактный каскад в режиме А рассчитывают так же, как однотактный, но при расчете учитывают, что два плеча схемы отдают удвоенную мощность сигнала в нагрузку, а также потребляют от источника питания удвоенные ток и мощность. Кроме того, расчет

коэффициента гармоник двухтактного каскада, работающего в режиме А, производится с учетом компенсации в нем четных гармоник по формуле

$$k_г \approx \frac{\sqrt{(bI_{2m})^2 + I_{3m}^2 + (bI_{4m})^2}}{I_{1m}}, \qquad (6\text{-}8)$$

где b — коэффициент асимметрии усилительных элементов, использованных в плечах каскада.

В каскадах с электронными лампами, если лампы в плечах не подбираются специально и анодные токи плеч не подравниваются регулировкой отрицательного смещения на одном плече, что имеет место в каскадах с мощностью до нескольких десятков ватт, не снабжаемых контрольно-измерительными приборами, значение b обычно не превосходит 0,2. В ламповых каскадах с мощностью в сотни ватт и выше, имеющих контроль среднего значения анодных токов плеч и регулировку смещения управляющей сетки у одного плеча, которой можно подравнять средние значения токов плеч, значение b можно считать равным 0,07.

В транзисторных каскадах значение b зависит как от способа включения транзистора, так и от отношения его входного сопротивления к сопротивлению источника сигнала. При включении с общей базой и сопротивлении источника сигнала во много раз выше входного сопротивления транзистора, что обычно имеет место на практике, и произвольно взятых транзисторах в плечах каскада коэффициент b обычно не превышает 0,05—0,07; при малом сопротивлении источника сигнала и тех же условиях b может возрасти до 0,2—0,3. При включении с общим эмиттером вследствие очень большого разброса статического коэффициента усиления тока при таком включении, так же как и при включении с общим коллектором, транзисторы в плечах двухтактного каскада следует подбирать по значению β; при различии β не более чем в 1,5 раза b обычно не превышает 0,20—0,25.

Расчет каскада с триодом

Достоинствами каскада мощного усиления с триодом являются: меньший коэффициент гармоник, чем у каскада с экранированной лампой; преобладание в коэффициенте гармоник второй гармоники, менее отражающейся на качестве передачи, чем третья, имеющая место у экранированной лампы; сохранение хороших показателей при сбросе нагрузки (т. е. при увеличении сопротивления нагрузки каскада во много раз по сравнению с расчетным значением).

К его недостаткам можно отнести низкий к. п. д., обычно лежащий в пределах 0,15—0,25 при максимальном расчетном сигнале и резко снижающийся при его уменьшении, а также необходимость подачи на вход напряжения сигнала, в 3—5 раз большего, чем при экранированной лампе и той же выходной мощности.

Поэтому триоды в каскадах мощного усиления целесообразно применять только при малой выходной мощности (не выше нескольких ватт), да и то лишь в случаях, когда необходим малый коэффициент гармоник, а применение отрицательной обратной связи почему-либо невозможно или нежелательно.

Анализ показывает, что для получения от каскада мощного усиления с триодом наибольшей выходной мощности при заданном

напряжении источника анодного питания, высокого к. п. д. и малого коэффициента гармоник в нем следует применять триоды с возможно большей статической крутизной характеристики S и небольшим статическим коэффициентом усиления μ (от 3 до 10).

Наибольшую мощность в нагрузку при заданном напряжении источника анодного питания триод отдает при сопротивлении нагрузки анодной цепи переменному току $R_{a\sim}$, в 2 раза превышающем

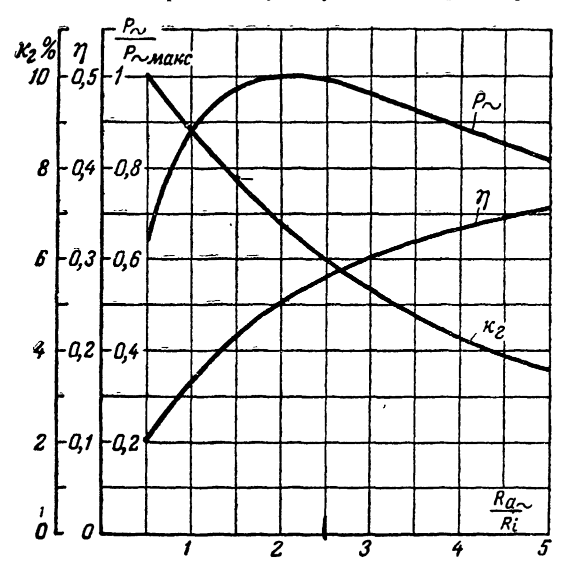


Рис. 6-2. Зависимость отдаваемой мощности, к. п. д. и коэффициента гармоник от отношения $R_{a\sim}/R_i$ для каскада мощного усиления с триодом в режиме А.

внутреннее сопротивление триода в рабочей точке R_i; при изменении сопротивления нагрузки в обе стороны от этого значения отдаваемая мощность падает, как показано на рис. 6-2 (кривая $P_\sim$). Коэффициент же полезного действия каскада при увеличении сопротивления нагрузки растет, теоретически стремясь к 0,5 при полном использовании лампы и безграничном возрастании $R_{a\sim}$ (кривая η); коэффициент гармоник при неизменной амплитуде входного сигнала быстро падает с увеличением $R_{a\sim}$ (кривая $k_г$).

Отсюда следует, что сопротивление нагрузки анодной цепи $R_{a\sim}$ в каскаде мощного усиления с триодом в режиме А следует брать в пределах от 2 R_i до 4 R_i. При $R_{a\sim}=2\ R_i$ отдаваемая каскадом мощность максимальна, но коэффициент гармоник довольно велик и низок к. п. д. каскада, при $R_{a\sim}=4R_i$ отдаваемая мощность падает немного (на 10—15%), но значительно растет к. п. д. и снижается коэффициент гармоник.

Расчет каскада мощного усиления с триодом начинают с выбора лампы, подходящей по отдаваемой мощности; если в справочных данных отдаваемая триодом в режиме А мощность не указана, можно ориентировочно подобрать его по допустимой мощности рассеяния на аноде $P_{\text{а доп}}$, найдя последнюю по приближенной формуле

$$P_{\text{а.доп}} \approx (3,5 \div 6)\, P_{\sim}. \qquad (6\text{-}9)$$

Выбрав триод, задаются напряжением на его аноде $U_{\text{а}0}$ порядка 0,7—0,8 от максимально допустимого и рассчитывают ток покоя цепи анода

$$I_{\text{а}0} = \frac{(0,8 \div 0,9)\, P_{\text{а.доп}}}{U_{\text{а}0}}, \qquad (6\text{-}10)$$

беря коэффициент 0,8—0,9 при $P_{\text{а.доп}}$ для того, чтобы при колебаниях напряжения питания и разбросе параметров ламп рассеиваемая на аноде мошность не могла превзойти допустимое значение.

Нанеся найденную точку покоя на семействе статических выходных характеристик триода, определяют соответствующее этой точке отрицательное смещение на сетке $U_{\text{с}0}$; амплитуду сигнала на сетке обычно берут равной отрицательному смещению. Найдя внутреннее сопротивление триода R_i в точке покоя графическим способом или взяв его из справочника, определяют необходимое сопротивление нагрузки анодной цепи переменному току:

$$R_{\text{а}\sim} = (2 \div 4)\, R_i. \qquad (6\text{-}11)$$

После этого через точку покоя проводят нагрузочную прямую, соответствующую найденному $R_{\text{а}\sim}$ и отмечают на ней крайние положения рабочей точки, соответствующие $u_{\text{с}} = U_{\text{с}0} + U_{\text{с}m}$ и $u_{\text{с}} = U_{\text{с}0} - U_{\text{с}m}$, значения анодного тока в которых будут равны $I_{\text{макс}}$ и $I_{\text{мин}}$.

При правильно выбранном режиме значение $I_{\text{мин}}$ в однотактном каскаде должно быть порядка 0,1—0,15 $I_{\text{а}0}$; при меньшем $I_{\text{мин}}$ сильно возрастают нелинейные искажения, а при большем — снижается отдаваемая мощность и падает к. п. д. Для изменения $I_{\text{мин}}$ достаточно изменить $U_{\text{а}0}$ или $R_{\text{а}\sim}$.

Отдаваемая мощность сигнала $P_{\sim}$ достаточно точно определяется графически из выражения

$$P_{\sim} = 0,125\,(2I_{\text{а}m} \cdot 2U_{\text{а}m}) = 0,125\, R_{\text{а}\sim}\,(I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}})^2. \qquad (6\text{-}12)$$

Если мощность достаточна, на нагрузочной прямой отмечают точки $u_{\text{с}1} = U_{\text{с}0} + 0,5\, U_{\text{с}m}$ и $u_{\text{с}2} = U_{\text{с}0} - 0,5\, U_{\text{с}m}$, отсчитывают соответствующие этим точкам значения I_1 и I_2, после чего по формулам (4-3) находят I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m}, $I_{\text{ср}}$ и рассчитывают коэффициент гармоник каскада при однотактной схеме по формуле (2-15), а при двухтактной — по формуле (6-8).

В двухтактном каскаде с триодами значение $I_{\text{мин}}$ вследствие компенсации четных гармоник можно снизить до (0,05—0,07) $I_{\text{а}0}$, что увеличит отдаваемую каскадом мощность и его к. п. д.

Пример 6-1. Рассчитаем однотактный каскад мощного усиления с триодом в режиме А, работающий через выходной трансформатор на электродинамический громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки $R_2 = 4$ *ом*. Каскад должен отдавать в громкогово-

ритель мощность сигнала $P_2=3$ *вт* при коэффициенте гармоник $k_г$ не выше 6%.

Согласно табл. 5-2 к. п. д. выходного трансформатора на мощность 3 *вт* целесообразно взять равным примерно 0,8; отсюда мощность, которую должен отдать каскад, составит:

$$P_{\sim}=\frac{P_2}{\eta_{тр}}=\frac{3}{0{,}8}=3{,}75\ вт.$$

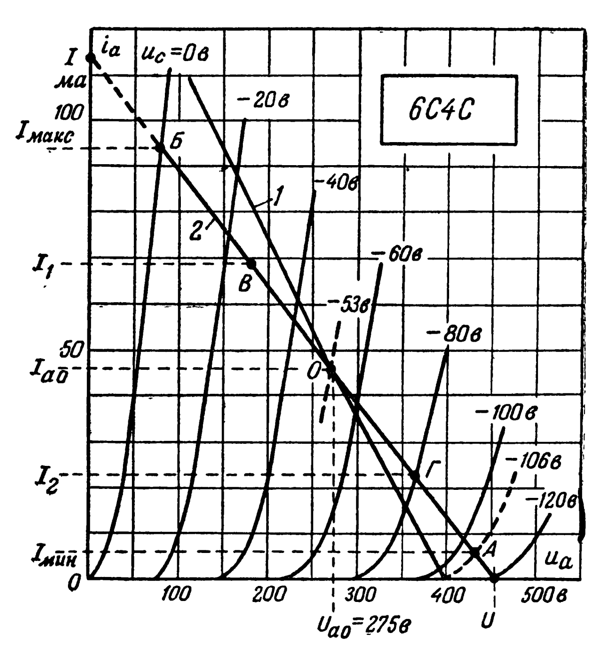


Рис. 6-3. К расчету каскада мощного усиления с триодом в режиме А.

Ориентировочное значение допустимой мощности рассеяния на аноде

$$P_{а.доп}=(3{,}5\div 6)\,P_{\sim}=(3{,}5\div 6)\cdot 3{,}75=13\div 22{,}5\ вт.$$

Из выпускаемых промышленностью триодов подходящим по мощности рассеяния на аноде является триод прямого накала с малым μ типа 6С4П, имеющий $P_{а.доп}=15$ *вт*. Зададимся напряжением на аноде $U_{a0}=275$ *в*, что много ниже максимального, равного для этой лампы 360 *в*, и найдем ток покоя

$$I_{a0}=\frac{0{,}85P_{а.доп}}{U_{a0}}=\frac{0{,}85\cdot 15}{275}\approx 0{,}046\ a=46\ ма.$$

Отметив положение точки покоя на семействе статических выходных характеристик (точка O на рис. 6-3), найдем, что она соответствует напряжению отрицательного смещения на сетке — 53 *в*; следовательно, максимальная амплитуда напряжения сигнала также может быть взята равной 53 *в*. При этом мгновенное значение напряжения на сетке будет изменяться в пределах от 0 *в* до —106 *в*. Определив внутреннее сопротивление триода в точке покоя, найдем, что оно составляет примерно 900 *ом* (указанное в справочных данных значение $R_i=840$ *ом* мало отличается от найденного). Взяв $R_{a\sim}=3\ R_i$, получим сопротивление анодной нагрузки триода:

$$R_{a\sim} = 3R_i = 3\cdot 900 = 2\,700 \text{ ом}.$$

Проведя через точку покоя нагрузочную прямую, соответствующую $R_{a\sim}=2\,700$ *ом* (прямая *1* на рис. 6-3), увидим, что минимальное значение анодного тока, соответствующее $u_c=-106$ *в*, близко к нулю; это плохо, так как коэффициент гармоник получится чрезмерно большим. Поэтому увеличим $R_{a\sim}$; для определения нужного его значения возьмем нормальную величину $I_{мин}$ порядка 0,125 I_{a0}, что составит примерно 6 *ма*, и найдем на статической характеристике для $u_c=-106$ *в* точку A, где ток анода равен 6 *ма*. Проведя через точки O и A прямую *2*, увидим, что она отсекает на координатных осях отрезки U и I, равные 455 *в* и 114 *ма*; отсюда сопротивление нагрузки анодной цепи, которому соответствует новая нагрузочная прямая, равно:

$$R_{a\sim} = \frac{U}{I} = \frac{455}{0{,}114} \approx 4\,000 \text{ ом}.$$

Пересечение этой прямой с характеристикой для $u_c=0$ (точка $Б$) дает значение $I_{макс}$, равное 94 *ма*; отсюда отдаваемая мощность

$$P_\sim \approx 0{,}125\,R_{a\sim}\,(I_{макс} - I_{мин})^2 =$$
$$= 0{,}125\cdot 4\,000\,(0{,}094 - 0{,}006)^2 = 3{,}87 \text{ вт},$$

что достаточно.

Для определения коэффициента гармоник отметим на нагрузочной прямой точки, соответствующие половине положительной и половине отрицательной амплитуды сигнала, что при отрицательном смещении в 53 *в* даст —26,5 и —79,5 *в* (точки $В$ и $Г$). Эти точки соответствуют токам I_1 и I_2 в 69 и 23 *ма*. Подставив значения $I_{макс}$, I_1, I_{a0}, I_2, $I_{мин}$ в формулы (4-3), найдем, что гармонические составляющие и среднее значение анодного тока в данном случае равны:

$$I_{1m} = 44{,}7 \text{ ма};\quad I_{2m} = 2 \text{ ма};\quad I_{3m} = -0{,}67 \text{ ма};$$
$$I_{4m} = 0{,}67 \text{ ма};\quad I_{ср} = 47{,}3 \text{ ма}.$$

Расчет коэффициента гармоник, произведенный по формуле (2-15), дает для этих данных значение $k_г$, равное 5%, что удовлетворяет поставленным условиям.

Необходимое сопротивление резистора катодного смещения $R_к$ составит:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{ср}} = \frac{53}{47{,}3\cdot 10^{-3}} \approx 1\,100 \text{ ом},$$

а выделяемая на нем мощность

$$P_к \approx I_{ср}^2 R_к = 0{,}0473^2 \cdot 1\,100 = 2{,}46 \text{ вт},$$

что нужно учесть при выборе типа резистора или намотке его из провода. Так как триод 6С4С прямого накала, резистор $R_к$ включают между отрицательным проводом источника анодного питания и средней точкой обмотки накала.

Для того, чтобы усиление каскада не упало от влияния $R_к$, последний следует зашунтировать конденсатором $C_к$, расчет емкости которого дан на стр. 218.

Если активное сопротивление первичной обмотки трансформатора равно 320 *ом*, то необходимое напряжение источника анодного питания составит:

$$E_а = U_{а0} + I_{ср} r_1 + U_{с0} = 275 + 0{,}0473 \cdot 320 + 53 \approx 343 \text{ в}.$$

Коэффициент полезного действия анодной цепи с учетом потерь в трансформаторе и катодном смещении будет равен

$$\eta = \frac{P_\sim \eta_{тр}}{I_{ср} E_а} = \frac{3{,}87 \cdot 0{,}8}{0{,}0473 \cdot 343} \approx 0{,}19 = 19\,\%,$$

с учетом же мощности накала триода, равной 6,3 *вт*, к. п. д. каскада снижается до 13,8%.

Из приведенного примера видно, что триод в режиме А дает нелинейные искажения в основном по второй гармонике; поэтому в двухтактной схеме коэффициент гармоник триода сильно уменьшается.

Расчет каскада с экранированной лампой

Достоинствами каскада мощного усиления с экранированной лампой являются более высокий к. п. д., чем у каскада с триодом, и меньшая амплитуда входного сигнала при равной выходной мощности. К его недостаткам относятся: несколько больший коэффициент гармоник, состоящий в основном из сильнее сказывающейся на качестве передачи третьей гармоники, и значительное ухудшение свойств при изменении сопротивления нагрузки в любую сторону от оптимального.

Вследствие указанных достоинств в ламповых каскадах мощного усиления малой мощности, работающих в режиме А, почти всегда применяют экранированные лампы. При работе таких каскадов на переменную нагрузку принимают специальные меры, указанные на стр. 156—157.

Из-за своеобразной формы статических выходных характеристик экранированных ламп (пентодов и лучевых тетродов) при неизменном напряжении питания и неизменной амплитуде сигнала отдаваемая мощность $P_\sim$ при увеличении $R_{а\sim}$ вначале быстро растет, а затем почти не изменяется (рис. 6-4, кривая $P_\sim$).

При малом сопротивлении анодной нагрузки экранированная лампа дает нелинейные искажения в основном по второй гармонике, как и триод, но при увеличении $R_{а\sim}$ вторая гармоника падает, и, пройдя через нулевое значение, вновь возрастает (кривая $k_{г2}$). Третья же гармоника, даваемая экранированной лампой, непрерывно растет при увеличении $R_{а\sim}$ (кривая $k_{г3}$).

Отсутствие в выходном токе второй гармоники соответствует такому положению нагрузочной прямой, при котором длины отрезков *а* и *б* (рис. 4-5) равны. Так как в месте прохождения второй гармоники через нуль третья гармоника быстро нарастает, наименьшее значение коэффициента гармоник получается не при $R_{a\sim}$, соответствующем отсутствию второй гармоники, а при немного меньшем его значении $R_{a\sim опт}$, оптимальном как с точки зрения отдаваемой мощности и к. п. д., так и по коэффициенту гармоник каскада.

Отношение $R_{a\sim опт}$ к R_i вследствие высокого внутреннего сопротивления экранированной лампы много меньше единицы и обычно лежит в пределах 0,07—0,15.

Расчет каскада мощного усиления с экранированной лампой начинают с выбора лампы, подходящей по отдаваемой мощности. Если отдаваемая мощность не указана в справочных данных, берут лампу с допустимой мощностью рассеяния на аноде, равной

$$P_{а.доп} = (2,5 \div 4) P_{\sim}, \qquad (6\text{-}13)$$

после чего по формуле (6-10) находят ток покоя I_{a0}, задавшись напряжением на аноде U_{a0} порядка 0,7—0,8 от максимального для взятой лампы. Выбрав напряжение на экранирующей сетке в допустимых для лампы пределах, отмечают точку покоя на семействе статических выходных характеристик для выбранного $U_{э0}$; положение точки покоя определит отрицательное смещение на управляющей сетке U_{c0} и максимальную амплитуду сигнала на ней U_{cm}, которую обычно берут равной отрицательному смещению.

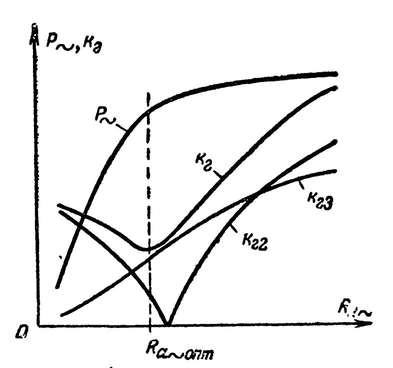


Рис. 6-4. Зависимость отдаваемой мощности и коэффициентов гармоник от $R_{a\sim}$ для каскада мощного усиления с экранированной лампой в режиме А.

Нагрузочную прямую проводят через точку покоя с таким наклоном, чтобы ее отрезок *а*, соответствующий положительной полуволне сигнала, получился в 1,1—1,2 раза длиннее отрезка *б*, соответствующего отрицательной полуволне; при этом коэффициент гармоник каскада при максимальной расчетной амплитуде сигнала будет наименьшим. Если $I_{мин}$ составляет $(0,2—0,25)I_{a0}$, то режим и нагрузка выбраны правильно; коэффициент гармоник при этом обычно лежит в пределах 6—8%, что для экранированной лампы в режиме А и однотактной схеме можно считать нормальным.

Сопротивление нагрузки анодной цепи находят по отрезкам, отсекаемым продолжением нагрузочной прямой на координатных осях, а отдаваемую мощность — по формуле (6-12). Убедившись, что мощность достаточна, определяют гармонические составляющие выходного тока методом пяти ординат и рассчитывают коэффициент гармоник. Если отдаваемая мощность больше необходимой, а коэффициент гармоник превышает заданное значение, то уменьшением

расчетной амплитуды сигнала на управляющей сетке можно уменьшить отдаваемую мощность и снизить коэффициент гармоник.

В двухтактном каскаде с экранированными лампами значение $R_{a\sim опт}$ меньше, чем в однотактном. Объясняется это тем, что хотя коэффициент гармоник плеча растет при уменьшении $R_{a\sim}$ из-за возрастания второй гармоники, коэффициент гармоник каскада, определяемый формулой (6-8), снижается, так как третья гармоника при этом падает, а вторая компенсируется двухтактной схемой. Практика показала, что $R_{a\sim опт}$ для двухтактной схемы обеспечивается при таком наклоне нагрузочной прямой, при котором отрезок *а* в (1,4—1,6) раза больше отрезка *б*. Нормальное значение $I_{мин}$ для двухтактного каскада с экранированными лампами можно считать равным (0,15—0,2) I_{a0}.

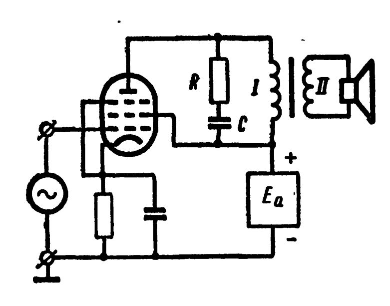


Рис. 6-5. Включение на первичную обмотку выходного трансформатора каскада мощного усиления с экранированной лампой корректирующей цепочки *RC*.

Вследствие того что ток экранирующей сетки сильно растет при уменьшении анодного напряжения, в цепи экранирующей сетки при положительной полуволне сигнала большой амплитуды имеют место импульсы тока, во много раз превосходящие ток покоя. Поэтому наибольшая мощность на экранирующей сетке выделяется при максимальной амплитуде сигнала; она равна произведению среднего значения тока экранирующей сетки $I_{э\,ср}$ при максимальном сигнале на напряжение на ней $U_{э0}$. Расчет $I_{э\,ср}$ можно производить по выражению (4-3) для $I_{ср}$, подставляя в него значения $I_{э\,макс}$, $I_{э1}$, $I_{э2}$, $I_{э\,мин}$, найденные по семейству статических характеристик тока экранирующей сетки и соответствующие мгновенным значениям напряжений на аноде и управляющей сетке, имеющим место в четырех точках нагрузочной прямой.

Выше было показано, что каскад мощного усиления с экранированной лампой хорошо работает лишь на активное сопротивление нагрузки $R_{a\sim опт}$ определенной величины. Звуковая катушка электродинамического громкоговорителя для переменного тока имеет комплексное сопротивление, представляющее собой активное сопротивление R_2, соединенное последовательно с индуктивностью L_2. Поэтому полное сопротивление звуковой катушки $Z_2=R_2+j\omega L_2$ увеличивается с ростом частоты, начиная с частот $(500 \div 1\,000)$ *гц*, достигая на частоте 10 000 *гц* величины, нередко раз в 10 превышающей R_2.

Так как коэффициент усиления каскада с экранированной лампой практически пропорционален сопротивлению нагрузки, каскад мощного усиления с такой лампой, работающий на электродинамический громкоговоритель, по указанной причине имеет очень большой подъем частотной характеристики на верхних звуковых частотах, что вносит искажения в работу каскада. Кроме того, так как экранированная лампа дает наименьший коэффициент гармоник лишь при работе на определенное сопротивление нагрузки, изменение по-

следнего с частотой сильно повышает вносимые лампой нелинейные искажения.

Для устранения указанных недостатков параллельно первичной обмотке выходного трансформатора каскада мощного усиления с экранированной лампой достаточно включить последовательную цепочку из резистора R и конденсатора C (рис. 6-5), удовлетворяющую условиям

$$R = R_{a\sim}; \quad C = \frac{L_s + \dfrac{L_2}{n^2}}{R^2_{a\sim}}, \tag{6-14}$$

где L_s — индуктивность рассеяния выходного трансформатора;
n — его коэффициент трансформации;
R_2 и L_2 — активное сопротивление и индуктивность звуковой катушки громкоговорителя.

В этом случае цепочка CR точно скомпенсирует увеличение сопротивления громкоговорителя с ростом частоты, и сопротивление нагрузки анодной цепи лампы на всех частотах будет неизменно, чисто активно и равно $R_{a\sim}$. Частотная характеристика каскада на верхних частотах при этом не отличается от частотной характеристики трансформаторного каскада с активной нагрузкой, и расчет выходного трансформатора производят по формулам § 5-3 для этого случая, считая сопротивление нагрузки трансформатора активным и равным омическому сопротивлению звуковой катушки громкоговорителя R_2.

Такая корректирующая цепочка при работе каскада мощного усиления на электродинамический громкоговоритель оказывается полезной во всех случаях, когда выходное сопротивление усилительного элемента во много раз больше сопротивления его нагрузки, например, в каскаде мощного усиления с транзистором, включенным с общим эмиттером или общей базой, в ламповом каскаде с правым триодом, работающим с токами сетки и т. п. В каскаде мощного усиления с левым триодом (триод с малым μ), работающим без токов сетки, а также в транзисторном каскаде с общим коллектором корректирующая цепочка при работе на громкоговоритель не нужна, так как вследствие низкого внутреннего сопротивления усилительного элемента выходное напряжение при увеличении сопротивления нагрузки почти не растет, а нелинейные искажения даже снижаются.

Вместо корректирующей цепочки CR для устранения указанных недостатков можно использовать отрицательную обратную связь по напряжению, что рассматривается в гл. 7 (стр. 208).

Пример 6-2. Рассчитаем каскад мощного усиления в режиме А с экранированными лампами и выходной мощностью 6 *вт* при коэффициенте гармоник не выше 4%, работающий через выходной трансформатор на нагрузку.

Так как заданный коэффициент гармоник для экранированных ламп очень мал, да и требуемую мощность удобно получить от двух небольших ламп, применим в каскаде двухтактную схему с одной лампой в плече. В этом случае отдаваемая каждой из ламп мощность должна быть равна:

$$P = \frac{P_2}{2\eta_{тр}} = \frac{6}{2 \cdot 0{,}83} = 3{,}62 \text{ вт},$$

так как для мощности 6 *вт* к. п. д. выходного трансформатора согласно табл. 5-2 должен быть порядка 0,83. Требуемую мощность может отдать пальчиковый лучевой тетрод типа 6П1П, для которого $P_{а\,доп} = 12$ *вт* и рекомендуемые напряжения питания анода и экранирующей сетки $U_{а0}$ и $U_{э0}$ равны 250 *в*, на которых и останавливаемся. При этом ток покоя анодной цепи составит:

$$I_{а0} = \frac{0,85\,P_{а.доп}}{U_{а0}} = \frac{0,85 \cdot 12}{250} = 0,041\ а = 41\ ма.$$

Нанеся точку покоя на семействе статических анодных характеристик 6П1П для напряжения на экранирующей сетке 250 *в* (точ-

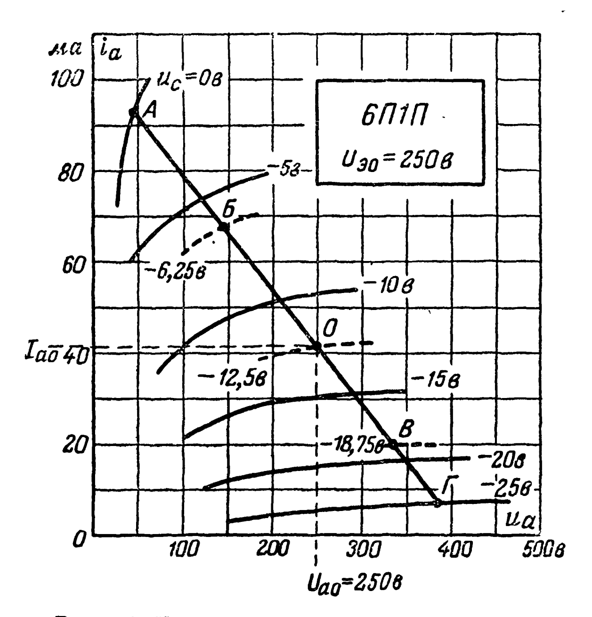


Рис. 6-6. К расчету каскада мощного усиления с экранированными лампами в режиме А.

ка *О* на рис. 6-6) увидим, что она соответствует отрицательному смещению на управляющей сетке $U_{c0} = 12,5$ *в*; амплитуду сигнала берем равной смещению, т. е. также 12,5 *в*. При этом верхний конец нагрузочной прямой будет лежать на статической характеристике для $u_c = 0$ *в*, а нижний — на статической характеристике для $u_c = -25$ *в*.

Подобрав наклон нагрузочной прямой переменного тока, проходящей через точку покоя, таким, чтобы отрезок *АО* оказался примерно в 1,5 раза длиннее отрезка *ОГ*, что требуется для получения наименьшего коэффициента гармоник двухтактного каскада, получим нагрузочную прямую, изображенную на рис. 6-6. Продолжив эту прямую до пересечения с осями, убедимся, что она соответствует

сопротивлению нагрузки анодной цепи переменному току $R_{а\sim}=$ $=4\,000$ *ом*. Так как внутреннее сопротивление тетрода 6П1П согласно его справочным данным равно 50 *ком*, отношение $R_{а\sim}$ и R_i при этом оказывается равным

$$\frac{R_{а\sim}}{R_i}=\frac{4\,000}{50\,000}=0{,}08,$$

что совпадает со сказанным на стр. 155.

Так как $I_{макс}=93$ *ма* (точка $А$) и $I_{мин}=7$ *ма* (точка $Г$), отдаваемая каждой из ламп мощность составит:

$$P_{\sim}=0{,}125\,R_{а\sim}\,(I_{макс}-$$
$$-I_{мин})^2=0{,}125\cdot 4\,000\,(0{,}093-$$
$$-0{,}007)^2\approx 3{,}7\ вт,$$

что достаточно; $I_{мин}$ равно примерно 0,17 $I_{а0}$, что для двухтактного каскада лежит в рекомендованных выше пределах.

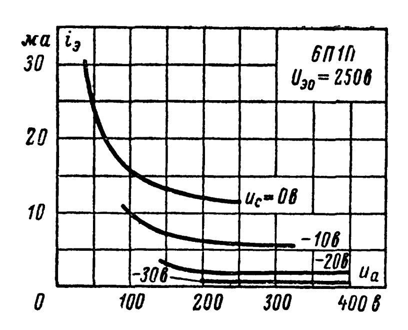


Рис. 6-7. Статические характеристики тока экранирующей сетки лучевого тетрода 6П1П для напряжения на экранирующей сетке 250 *в*.

Найдя точки пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками, соответствующими половине положительной и отрицательной амплитуд сигнала, т. е. с характеристиками для $u_c=$ $=-6{,}25$ *в* и $u_c=-18{,}75$ *в* (точки $Б$ и $В$), получим:

$$I_{макс}=93\ ма;\quad I_1=67{,}5\ ма;\quad I_{а0}=41\ ма;$$
$$I_2=20\ ма;\quad I_{мин}=7\ ма.$$

Расчет гармонических составляющих и среднего значения тока плеча по формулам (4-3) при этом дает:

$$I_{1m}=44{,}5\ ма;\quad I_{2m}=4{,}5\ ма;\quad I_{3m}=-1{,}5\ ма;$$
$$I_{4m}=-0{,}33\ ма;\quad I_{ср}=45{,}83\ ма.$$

Проверка найденных значений по формуле (4-4) подтверждает правильность расчета; приняв коэффициент асимметрии $b=0{,}2$, так как каскад с такой выходной мощностью не снабжают измерительным прибором для симметрирования плеч, найдем коэффициент гармоник по формуле (6-8):

$$k_г=\frac{\sqrt{(0{,}2\cdot 4{,}5)^2+1{,}5^2+(0{,}2\cdot 0{,}33)^2}}{44{,}5}\approx 0{,}0393\approx 4\%,$$

что удовлетворяет заданию.

Для определения мощности, рассеиваемой на экранирующей сетке, найдем значения тока в ее цепи, соответствующие точкам $А$, $Б$, $В$ и $Г$ нагрузочной прямой. Для точки $А$ напряжение на управ-

ляющей сетке равно 0 *в*; напряжение на аноде лампы в этой точке составляет 45 *в*. По семейству статических характеристик тока экранирующей сетки лампы 6П1П (рис. 6-7) получим, что ток $I_{э.макс}$, соответствующий $u_c=0$ и $u_a=45$ *в*, равен 27 *ма*. Таким же образом находим ток $I_{э1}$ для $u_c=-6{,}25$ *в* и $u_a=145$ *в*, равный 9,5 *ма*. Токи $I_{э2}$ и $I_{э.мин}$ оказываются равными 2,5 и 1 *ма*. Расчет $I_{э.ср}$ по формуле (4-3) для $I_{ср}$ при указанных токах дает среднее значение тока экранирующей сетки при максимальном сигнале, равное 8,67 *ма*. Отсюда мощность, выделяющаяся на экранирующей сетке при максимальном сигнале, составит:

$$P_э = I_{э.ср} U_{э0} = 8{,}67 \cdot 10^{-3} \cdot 250 \approx 2{,}14 \text{ вт},$$

что не превышает максимальных для этой лампы 2,5 *вт*.

Если активное сопротивление половины (одного плеча) первичной обмотки трансформатора равно 300 *ом*, то необходимое напряжение источника анодного питания будет:

$$E_a = U_{a0} + I_{ср} r_{1п} + U_{c0} = 250 + 45{,}83 \cdot 10^{-3} \cdot 300 + 12{,}5 \approx 276 \text{ в}.$$

К. п. д. каскада с учетом мощности, потребляемой цепью накала лампы, равной 2,84 *вт*, и мощности, потребляемой цепью экранирующей сетки, составит:

$$\eta = \frac{P_{\sim} \eta_{тр}}{(I_{ср} + I_{э.ср}) E_a + P_н} = \frac{3{,}7 \cdot 0{,}83}{(45{,}83 + 8{,}67) \cdot 10^{-3} \cdot 276 + 2{,}84} = 0{,}172 = 17{,}2\%.$$

Сравнив полученный результат с данными примера 6-1, увидим, что при использовании экранированных ламп к. п. д. каскада мощного усиления увеличился в 1,25 раза (с 13,8% до 17,2%), напряжение источника анодного питания уменьшилось с 343 до 276 *в* и напряжение сигнала на входе снизилось с 53 до 12,5 *в*, т. е. в 4,25 раза почти при той же снимаемой с лампы мощности (3,7 *вт* вместо 3,87 *вт*).

Резистор катодного смещения в данном случае можно поставить один (в общем катодном проводе ламп) и не шунтировать его конденсатором $C_к$, так как в двухтактном каскаде, работающем в режиме А, ток сигнала не идет через общий катодный провод. Необходимая величина $R_к$ определится выражением

$$R_к = \frac{U_{ср}}{2(I_{ср} + I_{э.ср})} = \frac{12{,}5}{2(45{,}83 + 8{,}67) \cdot 10^{-3}} = 115 \text{ ом},$$

а выделяемая на этом резисторе мощность при максимальном сигнале составит:

$$P_к = 2(I_{ср} + I_{э.ср}) \cdot U_{c0} = 2(45{,}83 + 8{,}67)\, 10^{-3} \cdot 12{,}5 = 1{,}37 \text{ вт}.$$

Расчет каскада с транзистором

Транзисторные каскады мощного усиления имеют высокий к. п. д. близкий к 0,5 в режиме А, что является их достоинством, но при двухтактной схеме и включении с общим эмиттером или общим коллектором требуют подбора транзисторов в плечах с близкими значениями β, так как иначе асимметрия плеч может оказаться настолько большой, что свойства каскада сильно ухудшатся.

Вследствие прямолинейности статических выходных характеристик мощных транзисторов и малой неиспользуемой их области максимальная амплитуда выходного тока сигнала $I_{\text{вых}\, m}$ и максимальная амплитуда выходного напряжения сигнала $U_{\text{вых}\, m}$ близки к току покоя выходной цепи I_0 и напряжению ее питания U_0. Учитывая это, можно получить следующие расчетные формулы для сопротивления нагрузки выходной цепи R и ее тока покоя I_0 трансформаторного каскада мощного усиления с транзистором:

$$R_{\sim} = \frac{U^2_{\text{вых}m}}{2P_{\sim}} \approx \frac{U_0^2}{2P_{\sim}}; \tag{6-15}$$

$$I_0 \approx I_{\text{вых}\, m} = \frac{2P_{\sim}}{AU_0}, \tag{6-16}$$

где A — коэффициент, определяющийся способом включения транзистора и величиной питающего напряжения, и зависящий от типа транзистора и допустимого коэффициента гармоник.

Для включения с общей базой $A \approx 1$ и практически не зависит от питающего напряжения; для включения с общим эмиттером или общим коллектором A падает с понижением напряжения питания, изменяясь примерно от 0,9—0,95 для напряжения 20—25 *в* до 0,5—0,7 для напряжения 1,5—3 *в*. Указанные цифры относятся к германиевым транзисторам; для кремниевых транзисторов они немного ниже.

Напряжение питания выходной цепи транзисторных каскадов мощного усиления, питаемых от выпрямителей, желательно брать возможно высоким; при этом облегчается конструирование выпрямителя, повышается его к. п. д., уменьшается потребляемая входной цепью транзистора мощность сигнала и снижается коэффициент гармоник каскада. При правильно сконструированном выходном трансформаторе напряжение питания в режиме А можно брать равным 0,3—0,4 от максимального напряжения на коллекторе $U_{\text{к макс}}$ для примененного способа включения транзистора; значение $U_{\text{к макс}}$ для различных способов включения указывается в справочных данных транзистора Более высокое напряжение питания брать не следует, так как при этом возникает опасность пробоя транзистора перенапряжениями, имеющими место в рабочих условиях.

Для каскадов мощного усиления переносных приборов, питаемых от химических источников тока, солнечных батарей и т. п., обычно выгодно брать напряжение питания ниже максимально возможного, так как при снижении напряжения батареи и той же ее мощности размеры, вес и стоимость батареи уменьшаются, а срок службы ее растет. Предел снижению напряжения питания в этих случаях ставят указанные выше факторы.

Иногда питание каскада мощного усиления производят от имеющегося источника, и напряжение питания оказывается заданным, оно не должно превосходить допустимой величины для примененного способа включения транзистора.

При чрезмерном нагреве транзистора в нем происходят необратимые изменения и он выходит из строя. Поэтому при расчете транзисторного каскада мощного усиления необходимо исходить из того, чтобы температура наиболее сильно нагревающегося места в транзисторе — его коллекторного перехода — не превышала допустимой величины $T_{\text{п.доп}}$, указанной в справочных данных.

Выделяющаяся в транзисторе мощность потерь нагревает его; повышение температуры ΔT коллекторного перехода над температурой окружающей транзистор среды $T_{окр}$ определяется выражением

$$\Delta T = T_п - T_{окр} = P(R_{т.т} + R_{т.р}), \qquad (6\text{-}17)$$

где $T_п$ — температура коллекторного перехода;
P — выделяемая в транзисторе мощность;
$R_{т.т}$ — тепловое сопротивление транзистора (тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом транзистора);
$R_{т.р}$ — тепловое сопротивление радиатора или теплоотвода (тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой).

Тепловое сопротивление транзистора $R_{т.т}$ определяется конструкцией транзистора и указывается в его справочных данных; тепловое сопротивление радиатора $R_{т.р}$ определяется конструкцией теплоотвода или радиатора, отводящего от транзистора выделяющуюся в нем тепловую энергию.

Приняв в уравнении (6-17) $T_{окр}$ равной максимальной температуре окружающей среды $T_{окр.макс}$, и $T_п$ равной выбранной максимальной температуре коллекторного перехода $T_{п\,макс}$, не превышающей $T_{п\,доп}$, и решив это уравнение относительно $R_{т.р}$, получим выражение, позволяющее рассчитать тепловое сопротивление радиатора, при котором температура коллекторного перехода не превысит выбранную

$$R_{т.р} = \frac{T_{п.макс} - T_{окр\,макс}}{P} - R_{т.т}. \qquad (6\text{-}18)$$

Расчет транзисторного каскада мощного усиления начинают с определения необходимой отдаваемой мощности по формуле (6-7), после чего подбирают тип транзистора. Затем выбирают напряжение питания, если оно не задано, способ включения транзистора и схему каскада (однотактную или двухтактную). При этом учитывают, что двухтактный каскад отдает удвоенную мощность и его коэффициент гармоник обычно в 1,5—2 раза ниже, чем у однотактного, но он требует два транзистора, выходной трансформатор с удвоенным числом витков первичной обмотки и средней точкой и инверсный предыдущий каскад.

При выборе способа включения транзисторов учитывают, что при включении с общей базой транзистор дает малый коэффициент гармоник и свойства каскада почти не меняются при изменении окружающей температуры и замене транзисторов; в двухтактной схеме при таком включении транзисторы в плечах подбирать не нужно.

При включении с общим эмиттером в β раз снижается входная мощность сигнала, но коэффициент гармоник получается выше. Замена транзисторов здесь изменяет свойства каскада; при двухтактной схеме транзисторы в плечах необходимо подбирать по β.

Включение с общим коллектором также критично к замене транзисторов и требует их подбора в плечах двухтактной схемы; входная мощность сигнала здесь обычно требуется того же порядка, что и при включении с общей базой; коэффициент гармоник при невысоком сопротивлении источника сигнала очень мал, нередко ниже 1%.

О порядке величины $k_г$ однотактного транзисторного каскада в режиме А и зависимости $k_г$ от отношения $R_и$ и $R_{вх}$ можно судить по кривым, приведенным на рис. 6-8, рассчитанным и экспериментально проверенным для ряда спроектированных каскадов мощного усиления.

Выбрав на основании сказанного способ включения транзистора, напряжение питания и схему, находят ток покоя и сопротивление нагрузки выходной цепи. Затем на семействе выходных характеристик проводят нагрузочную прямую, строят входную динамическую характеристику или переносят расчетные точки нагрузочной прямой на статическую входную характеристику, находят ток и напряжение смещения входной цепи, амплитуду тока, напряжения, мощность входного сигнала, и входное сопротивление транзистора переменному току. Затем строят сквозную динамическую характеристику для $R_и$, равного выходному сопротивлению предыдущего каскада, и по ней определяют коэффициент гармоник методом пяти ординат, так же, как для лампового каскада.

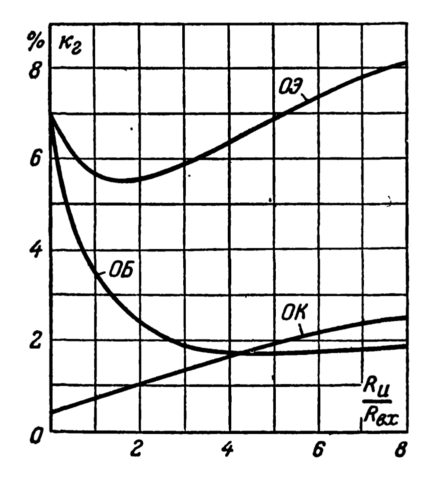


Рис 6-8. Зависимость коэффициента гармоник транзисторного каскада мощного усиления от отношения $R_и/R_{вх}$ для различных способов включения транзистора.

Максимальная мощность, выделяемая в транзисторе в режиме А равна:

$$P = P_к + P_э = I_0 U_0 + I_{вх0} U_{вх0} \approx I_0 U_0, \qquad (6\text{-}19)$$

где $P_к$ и $P_э$ — мощность, выделяющаяся на коллекторном и эмиттерном переходах;

I_0 и U_0 — ток и напряжение покоя выходного электрода;

$I_{вх0}$ и $U_{вх0}$ — ток и напряжение смещения входной цепи.

Найденное из выражения (6-19) значение P подставляют в формулу (6-18) и рассчитывают допустимое тепловое сопротивление радиатора или теплоотвода. Если рассчитанное значение $R_{т.р}$ получается отрицательным или много меньшим $R_{т.т}$, то примененный транзистор непригоден и его следует заменить более мощным или применить двухтактную схему. Если же $R_{т.р}$ равно или больше $R_{т.т}$, транзистор пригоден и можно рассчитывать радиатор для его охлаждения. Необходимая поверхность охлаждения гладкого металлического неокрашенного радиатора $S_{охл}$ в $см^2$ определяется приближенной формулой

$$S_{охл\,(см^2)} \approx \frac{1\,400}{R_{т.р}} = \frac{1\,400}{\dfrac{T_{п.макс} - T_{окр.макс}}{P} - R_{т.т}}. \qquad (6\text{-}20)$$

Поверхностью охлаждения радиатора считают его площадь с обеих сторон, включая поверхность ребер, если они имеются.

Если значение $S_{охл}$, найденное из формулы (6-20), оказывается равным или меньше полной поверхности корпуса транзистора, то радиатор не нужен, так как его роль будет выполнять корпус транзистора.

Радиатор или теплоотвод на шасси обычно делают из металла с высокой теплопроводностью (алюминия или красной меди) такой

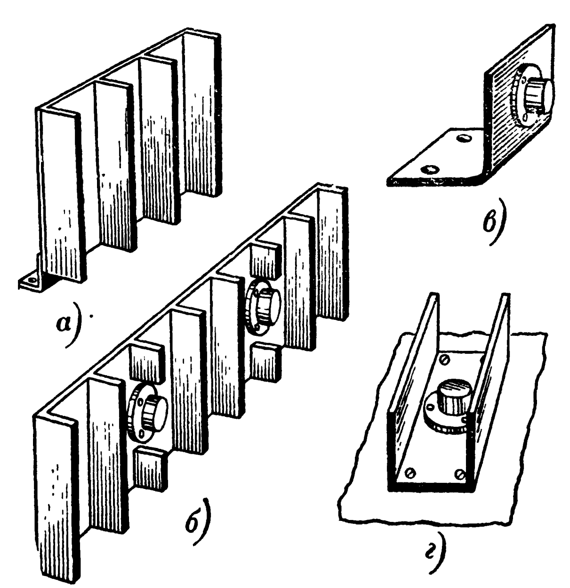


Рис. 6-9. Способы охлаждения транзисторов в каскадах мощного усиления.

а — радиатор; *б* — стенка шасси с охлаждающими ребрами; *в* — металлический уголок, отводящий тепло на шасси; *г* — радиатор, частично отводящий тепло на шасси.

толщины, чтобы разность температуры в точке крепления транзистора и на краю радиатора не превышала нескольких градусов Цельсия; при выделяемой в транзисторе мощности в сотни милливатт обычно достаточна толщина порядка 1—1,5 *мм*, при мощности в десятки ватт — 3—4 *мм*. Эти цифры относятся к алюминию; при красной меди толщину радиатора можно брать в 1,5 раза меньше. Простейшие конструкции радиаторов и теплоотводов для транзисторов показаны на рис. 6-9.

Тепло, выделяющееся в мощном транзисторе во время работы, передается от его корпуса в радиатор или шасси, а от последних — в окружающую среду. Так как тепловое сопротивление контакта между корпусом транзистора и радиатором или шасси из-за имеющейся между ними воздушной прослойки, обусловленной неровностью соприкасающихся поверхностей, довольно значительно, тем-

пература корпуса оказывается выше температуры радиатора или шасси в месте крепления транзистора. Этот перепад температуры повышает рабочую температуру перехода, что или уменьшает максимальную мощность, которую можно снять с транзистора, или заставляет снижать тепловое сопротивление радиатора, увеличивая и удорожая последний, или сокращает срок службы транзистора, увеличивая возможность выхода его из строя.

Для уменьшения перепада температуры между корпусом транзистора и радиатором или шасси необходимо снижать тепловое сопротивление контакта между ними. Для этого поверхность радиатора или шасси в месте крепления транзистора шлифуют или тщательно выравнивают и зачищают; дно транзистора также зачищают и, удалив с обеих поверхностей опилки, стружки и другие посторонние частицы, плотно притягивают транзистор к охлаждающей поверхности предусмотренными для этой цели винтами или другим приспособлением.

Тепловое сопротивление квадратного сантиметра площади хорошо выполненного контакта дна транзистора с алюминиевым радиатором или шасси имеет величину порядка (1,5—2) °С/*вт*. Для его учета достаточно к тепловому сопротивлению транзистора, указанному в справочнике, прибавить это значение, поделенное на площадь контакта.

Так, например, для транзистора типа П4 тепловое сопротивление не превышает 2° С/*вт*; площадь его контакта с радиатором, равная площади дна, при радиусе последнего $r=1{,}5$ *см* составляет $\pi r^2 = 3{,}14 \cdot 1{,}5^2 = 7$ *см*². Отсюда полное тепловое сопротивление транзистора П4 с учетом теплового сопротивления его контакта с радиатором равно $2+\frac{1{,}7}{7}=2{,}25°$ С/*вт*.

Как видно, поправка невелика, а поэтому ее нередко можно и не учитывать, так как действительное тепловое сопротивление транзистора обычно ниже максимальной величины, указываемой в справочнике. Для снижения теплового сопротивления контакта между транзистором и радиатором можно вытеснить воздушную прослойку, имеющую очень низкую теплопроводность, материалом с более высокой теплопроводностью. Для этого дно транзистора и место установки его на радиаторе смазывают при креплении тонким слоем вязкого или затвердевающего состава, например кремнеорганическим составом или эпоксидной смолой; при их отсутствии для этой цели можно использовать тавот, вазелин или густое смазочное масло. Указанное средство снижает тепловое сопротивление между транзистором и радиатором примерно вдвое.

При использовании для охлаждения мощных транзисторов шасси прибора или металлической стенки его корпуса, а также при использовании общего радиатора для обоих транзисторов двухтактного каскада обычно приходится изолировать корпус транзистора от шасси или радиатора, так как корпус мощных транзисторов соединен с коллектором. В этих случаях для обеспечения электрической изоляции между корпусом транзистора и шасси или радиатором транзистор крепят на шасси или радиаторе через изолирующую слюдяную прокладку толщиной 0,04—0,06 *мм*. Такая прокладка повышает тепловое сопротивление 1 *см*² контакта между транзистором и охлаждающей поверхностью до (3—4) °С/*вт*; вытеснение с обеих сторон слюдяной прокладки воздушной прослойки тавотом, ва-

зелином или смазочным маслом снижает эту величину до (2—3) °С/*вт*.

В указанных случаях можно отказаться от электрической изоляции корпуса транзистора от теплоотвода и крепить транзисторы непосредственно на последнем, но при этом необходимо так изменить схему включения транзисторов и источника питания, чтобы между коллектором или коллекторами и теплоотводом не было разности потенциалов. Например, при двухтактном каскаде с общим эмиттером, работающим в режиме А, выходной трансформатор и источник питания можно перенести в цепь эмиттеров, сигнал во входную цепь каскада подать от отдельных вторичных обмоток входного трансформатора, минус источника питания соединить с коллекторами обоих транзисторов и с шасси прибора, смещение на базу подать от минуса источника питания через гасящие резисторы $R_{д1}$, рассчитываемые обычным образом (рис. 6-10). Однако указанные меры усложняют схему каскада, а поэтому на практике чаще предпочитают применять слюдяную прокладку или снабжать транзисторы радиаторами, электрически изолированными друг от друга и от шасси прибора.

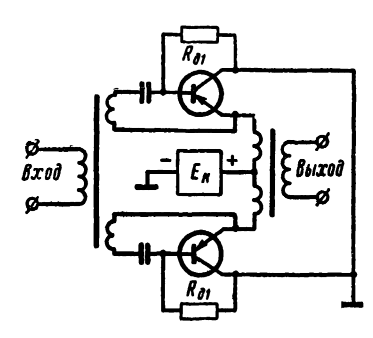


Рис. 6-10. Двухтактный каскад мощного усиления с общим эмиттером, допускающий крепление транзисторов на общем радиаторе или шасси.

Расчет транзисторного каскада с общим коллектором теоретически следует вести по статическим характеристикам зависимости тока эмиттера от напряжения эмиттер — коллектор для фиксированных токов базы (выходные характеристики) и статическим характеристикам зависимости напряжения база — эмиттер от тока базы для фиксированных напряжений коллектор — эмиттер (те же входные характеристики, что и для включения с общим эмиттером).

Однако ввиду того, что статические характеристики зависимости тока эмиттера от напряжения эмиттер — коллектор в литературе и справочниках отсутствуют, для расчета каскада с общим коллектором используют выходные характеристики транзистора при включении с общим эмиттером, имеющиеся в литературе, так как они отличаются от указанных выше лишь на небольшую величину, равную току базы, чем в большинстве случаев можно пренебречь. При желании учесть эту разницу достаточно перестроить характеристики для включения с общим эмиттером, подняв каждую из них на величину тока базы для нее и заменив $i_к$ на вертикальной оси семейства на $i_э$.

Выбор сопротивления нагрузки выходной цепи каскада переменному току, определение амплитуды тока сигнала цепи базы и амплитуды напряжения сигнала между базой и эмиттером в случае каскада с общим коллектором производят точно так же, как для каскада с общим эмиттером. Необходимое входное напряжение сигнала для каскада с общим коллектором находят как сумму напряжения сигнала база — эмиттер и напряжения сигнала в выходной цепи; после

этого обычным образом определяют входное сопротивление каскада и входную мощность сигнала.

Пример 6-3. Рассчитаем транзисторный каскад мощного усиления с выходной мощностью не ниже 2 *вт* и коэффициентом гармоник не более 6%. Выходное сопротивление предыдущего каскада $R_и = 200$ *ом*; рассчитываемый каскад работает на нагрузку через выходной трансформатор и питается от источника постоянного напряжения $E_к \doteq 14$ *в*. Максимальная температура окружающей среды равна 40° С; колебания температуры не превосходят 30° С.

Приняв к. п. д. выходного трансформатора для мощности 2 *вт* равным 0,75 (в соответствии с табл. 5-2), установим, что от каскада требуется получить мощность сигнала $P_\sim = 2{,}67$ *вт*. Подходящим по отдаваемой мощности, максимальному напряжению коллектор — эмиттер и максимальной температуре окружающей среды является германиевый транзистор типа П201, который для уменьшения входной мощности сигнала включим с общим эмиттером. Для обеспечения работоспособности каскада при установке в него любого экземпляра транзистора введем в каскад эмиттерную стабилизацию рабочей точки. Считая ориентировочно, что падение напряжения питания на первичной обмотке выходного трансформатора $I_{к0} \cdot r_1$ и падение напряжения $U_э$ на сопротивлении резистора эмиттерной стабилизации $R_э$ составят примерно по 1,5 *в* каждое, найдем, что постоянная составляющая напряжения питания коллектор — эмиттер $U_{к0}$ будет равна 14—1,5—1,5=11 *в*. Взяв значение коэффициента А для включения с общим эмиттером и $U_{к0} = 11$ *в* равным 0,85, найдем сопротивление нагрузки коллекторной цепи и ток покоя коллектора

$$R_{к\sim} \approx \frac{U_{к0}^2}{2P_\sim} = \frac{11^2}{2 \cdot 2{,}67} = 22{,}7 \text{ ом};$$

$$I_{к0} = \frac{2P_\sim}{AU_{к0}} = \frac{2 \cdot 2{,}67}{0{,}85 \cdot 11} = 0{,}571 \text{ а}.$$

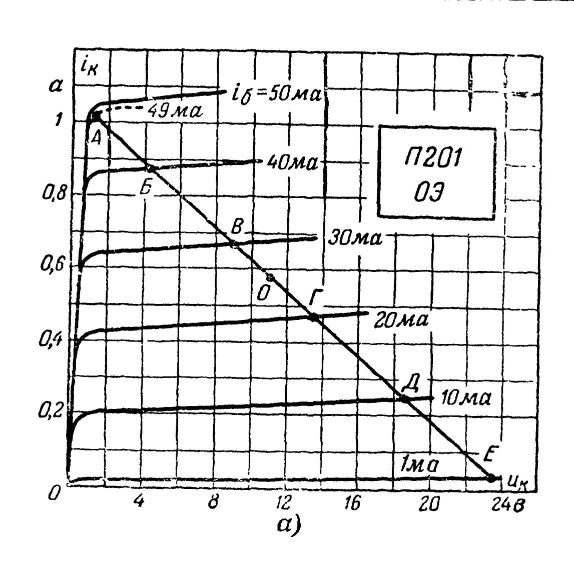
Отложив точку покоя с координатами 11 *в* и 0,571 *а* на семействе статических выходных характеристик транзистора П201 для включения с общим эмиттером (точка *О* на рис. 6-11, *а*), проведем через нее нагрузочную прямую для $R_{к\sim} = 22{,}7$ *ом*. Так как точка покоя соответствует току базы 25 *ма*, возьмем амплитуду тока сигнала базы равной 24 *ма*; тогда крайними точками нагрузочной прямой будут ее точки пересечения с характеристиками для $i_б = 49$ и 1 *ма*, соответствующие напряжениям на коллекторе 1 *в* и 23,5 *в* и токам коллектора 1,015 *а* и 0,035 *а*.

Проверим мощность, которую отдает транзистор в таком режиме:

$$P_\sim = 0{,}125\left(U_{к.макс} - U_{к.мин}\right) \cdot \left(I_{к.макс} - I_{к.мин}\right) = $$
$$= 0{,}125(23{,}5 - 1) \cdot (1{,}015 - 0{,}035) = 2{,}75 \text{ вт},$$

что достаточно. Если мощность мала, то уменьшают коэффициент А и вновь производят расчет; при избытке мощности А увеличивают.

Для расчета коэффициента гармоник и уточнения режима построим сквозную динамическую характеристику каскада; для этого на статической входной характеристике П201 для включения с общим эмиттером и напряжения на коллекторе 5 *в* (рис. 6-11, *б*) от-



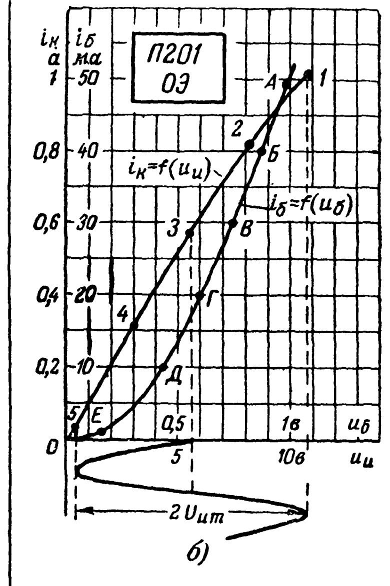


Рис. 6-11. К расчету транзисторного каскада мощного усиления в режиме А.

а — статические выходные характеристики транзистора П201, включенного с общим эмиттером, и нагрузочная прямая; *б* — входная статическая и сквозная динамическая характеристики.

ложим точки пересечения нагрузочной прямой со статическими выходными характеристиками (точки *А*, *Б*, *В*, *Г*, *Д*, *Е*) и рассчитаем для каждой из точек э д. с. источника сигнала. Так, например, для точки *А*: $i_б=49$ *ма*; $u_б=0{,}98$ *в*; $i_к=1{,}015$ *а*; отсюда э. д. с. источника сигнала для нее составит:

$$u_и = u_б + i_б R_и = 0{,}98 + 0{,}049 \cdot 200 = 10{,}78 \text{ в}.$$

Рассчитав аналогично значения $u_и$ для остальных точек и отложив полученные значения в координатах $i_к$, $u_и$, получим сквозную динамическую характеристику каскада для $R_и=200$ *ом*, также изображенную на рис. 6-11, *б*.

Спроектировав на горизонтальную ось точки *1* и *5* этой характеристики, соответствующие крайним точкам *А* и *Е* входной динамической характеристики, найдем середину полученного на горизонтальной оси отрезка; проекция середины на сквозную характеристику даст точное положение точки покоя цепи коллектора (точка *3*), откуда найдем, что необходимый ток смещения цепи базы $I_{б0}$ составляет примерно 24,5 *ма*, напряжение смещения базы $U_{б0}=0{,}66$ *в* и ток покоя коллектора $I_{к0}=0{,}57$ *а*.

Найдя точки *2* и *4* сквозной характеристики, соответствующие половинной амплитуде э. д. с. источника сигнала, со значениями $I_1=0{,}82$ *а* и $I_2=0{,}31$ *а* из формул (4-3) найдем:

$$I_{1m} = 0{,}4967 \text{ а}; \quad I_{2m} = -0{,}0225 \text{ а}; \quad I_{3m} = -0{,}0067 \text{ а};$$

$$I_{4m} = -0{,}0042 \text{ а}; \quad I_{ср} = 0{,}552 \text{ а},$$

что по формуле (2-15) дает $k_г=4{,}7\%$, допустимый по заданию.

По крайним точкам *А* и *Е* входной динамической характеристики найдем, что амплитуда входного тока сигнала, амплитуда входного напряжения, входная мощность и входное сопротивление транзистора составят:

$$I_{вхm} = \frac{0{,}049 - 0{,}001}{2} = 0{,}024 \text{ а};$$

$$U_{вхm} = \frac{0{,}98 - 0{,}16}{2} = 0{,}41 \text{ в};$$

$$P_{вх} = 0{,}5\, I_{вхm} \cdot U_{вхm} = 0{,}5 \cdot 0{,}024 \cdot 0{,}41 = 0{,}005 \text{ вт};$$

$$R_{вх} = \frac{U_{вхm}}{I_{вхm}} = \frac{0{,}41}{0{,}024} = 17 \text{ ом}.$$

Рассчитав активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора по формуле (5-31) для $c=0{,}65$ и найдя, что $r_1=2{,}24$ *ом*, получим уточненное допустимое падение напряжения на резисторе эмиттерной стабилизации:

$$U_э = E_к - U_{к0} - I_{к0} r_1 = 14 - 11 - 0{,}57 \cdot 2{,}24 = 1{,}72 \text{ в}.$$

Задавшись током через нижний резистор $R_{д2}$ делителя смещения $I_д=2I_{б0}=49$ *ма* (см. стр. 39) найдем сопротивление этого резистора:

$$R_{д2} = \frac{U_э + U_{б0}}{I_д} = \frac{1{,}72 + 0{,}66}{49 \cdot 10^{-3}} = 48{,}5 \text{ ом} \approx 47 \text{ ом};$$

верхний резистор делителя смещения и резистор эмиттерной стабилизации при этом должны быть равны:

$$R_{д1} = \frac{E_к - U_э - U_{б0}}{I_д + I_{б0}} = \frac{14 - 1,72 - 0,66}{(49 + 24,5)\cdot 10^{-3}} = 158 \text{ ом} \approx 160 \text{ ом};$$

$$R_э = \frac{U_э}{I_{э0}} \approx \frac{U_э}{I_{к0}} = \frac{1,72}{0,57} \approx 3 \text{ ом}.$$

Расчет конденсатора $C_э$, шунтирующего резистор $R_э$ для устранения снижения усиления, при $f_н = 100$ *гц* и $M_{н.э} = 1,06$ (см. пример 7-3 на стр. 222) дает значение $C_э = 1\,200$ *мкф*; если отказаться от применения в каскаде конденсатора столь большой емкости и исключить его из схемы, то, как показано на стр. 223, коэффициент усиления предварительного усилителя для получения той же выходной мощности потребуется увеличить в 1,33 раза, а необходимая мощность сигнала во входной цепи транзистора при этом возрастет в 5,23 раза, достигнув примерно 26 *мвт*.

Максимальная мощность в режиме А выделяется в транзисторе при отсутствии сигнала; в рассматриваемом случае она равна:

$$P = I_{к0}U_{к0} + I_{б0}U_{б0} = 0,57\cdot 11 + 0,025\cdot 0,66 = 6,29 \text{ вт};$$

если взять максимальную температуру коллекторного перехода $T_{п.макс} = 85°$ С, что значительно ниже предельной температуры коллекторного перехода П201, равной 100° С, при его внутреннем тепловом сопротивлении $R_{т.т} = 3,5$ °С/*вт*, необходимая площадь радиатора составит:

$$S_{охл} = \frac{1\,400}{\dfrac{T_{п.макс} - T_{окр.макс}}{P} - R_{т.т}} = \frac{1\,400}{\dfrac{85 - 40}{6,29} - 3,5} \approx 380 \text{ см}^2.$$

Коэффициент полезного действия рассчитанного каскада с учетом потерь в выходном трансформаторе и цепях стабилизации и смещения будет равен:

$$\eta = \frac{P_{\sim}\eta_{тр}}{(I_{ср} + I_{б0} + I_д)E_к} = \frac{2,75\cdot 0,75}{(0,552 + 0,0245 + 0,049)\cdot 14} = 0,236 = 23,6\%,$$

что почти в 1,4 раза больше к. п. д. каскада с экранированной лампой (пример 6-2) и в 1,7 раза превышает к. п. д. каскада с триодом (пример 6-1).

6-3. РАСЧЕТ КАСКАДА В РЕЖИМЕ В

Основные соотношения

При работе в режиме В плечи двухтактной схемы работают поочередно, по полпериода каждое плечо; полпериода каждое из плеч «заперто», т. е. как бы отключено от схемы (рис. 6-12). Для упрощения расчета трансформаторного каскада, работающего в режиме В, удобно производить расчет для одного плеча схемы вместе с половиной первичной обмотки выходного трансформатора и всей вторичной обмоткой, так как вторая половина первичной обмотки и вто-

рое плечо во время работы первого плеча от схемы отключены. При таком методе расчет каскада производят по обычным семействам статических характеристик усилительного элемента, включенного в одно плечо схемы.

В симметричном двухтактном трансформаторном каскаде, работающем в режиме В, магнитный поток, создаваемый прохождением тока покоя усилительного элемента через половину первичной обмотки трансформатора, компенсируется потоком, создаваемым прохождением тока покоя другого усилительного элемента через вторую половину первичной обмотки. Поэтому при прохождении сигнала через нулевое значение магнитный поток в сердечнике трансформатора отсутствует и нагрузочная прямая каскада проходит не через точку покоя, а через точку U_0 на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик усилительного элемента, делясь этой точкой пополам (рис. 6-13). Верхняя половина нагрузочной прямой, по которой производят расчет каскада, и является нагрузочной прямой плеча схемы.

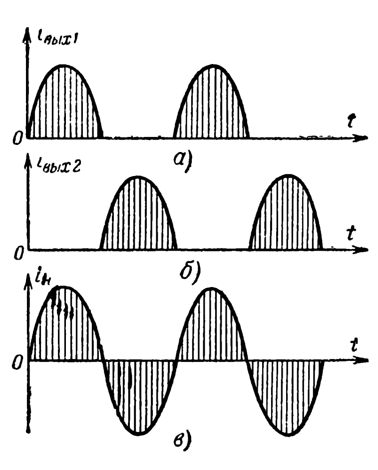


Рис. 6-12. Работа двухтактного каскада в режиме В.

а — ток одного плеча выходной цепи, *б* — то же другого плеча; *в* — ток во вторичной обмотке выходного трансформатора и в нагрузке.

Спрямив статические выходные характеристики усилительного элемента (рис. 6-13), что не дает заметной ошибки при определении энергетических соотношений, можно получить следующие формулы для значения тока $I_{ср}$, потребляемого каскадом при максимальном сигнале, потребляемой от источника питания мощности P_0, отдаваемой каскадом мощности сигнала $P_\sim$:

$$I_{ср} = 0{,}637\, I'_{макс};\quad P_0 = I_{ср}\, U_0;$$

$$P_\sim = 0{,}5\, I'^2_{макс}\, R_{\sim п} = 0{,}5\, I'_{макс}\, U_{вых\, m}, \tag{6-21}$$

где $R_{\sim п}$ — сопротивление нагрузки плеча схемы переменному току, определяемое наклоном нагрузочной прямой.

Отсюда к. п. д. выходной цепи каскада, работающего в режиме В

$$\eta_В = \frac{P_\sim}{P_0} = \frac{0{,}5 I'_{макс}\, U_{вых\, m}}{0{,}637\, I'_{макс} U_0} = 0{,}786\, \xi, \tag{6-22}$$

где $\xi = U_{вых m}/U_0$ — коэффициент использования напряжения питания.

Выделяющаяся на аноде или коллекторе одного усилительного элемента мощность P равна полуразности P_0 и $P_{\sim}$:

$$P = 0{,}5\left(P_0 - P_{\sim}\right) = 0{,}318\, I'_{\text{макс}}\, U_0 - 0{,}25 I'^{2}_{\text{макс}}\, R_{\sim\text{п}}\,. \quad (6\text{-}23)$$

Первый член этого выражения пропорционален первой степени амплитуды сигнала, а второй — ее квадрату (рис. 6-14). Из рисунка видно, что в режиме B выделяющаяся на аноде или коллекторе мощность достигает наибольшего значения при определенной амплитуде сигнала, а не при его отсутствии, как в режиме A; исследование показывает, что она максимальна при амплитуде сигнала, соответствующей $\xi = 0{,}637$.

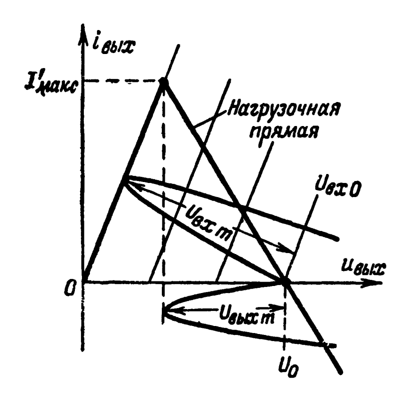


Рис. 6-13. Работа каскада мощного усиления в режиме B.

Рис. 6-14. Мощность, рассеиваемая на выходном электроде усилительного элемента при работе в режиме B.

Значение ξ, соответствующее максимальной амплитуде сигнала, зависит от типа усилительного элемента и условий его работы. Если при максимальном сигнале ξ равно или меньше 0,637, выделяемую на аноде или коллекторе мощность рассчитывают, подставив в выражение (6-23) значение $I'_{\text{макс}}$, соответствующее максимальному сигналу, т. е. верхнему концу нагрузочной прямой плеча. Если же при максимальном сигнале ξ превышает 0,637, то на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик влево от точки U_0 откладывают 0,637 U_0 и восстанавливают из конца отложенного отрезка перпендикуляр до пересечения с нагрузочной прямой; точка пересечения дает значение $I'_{\text{макс}}$, соответствующее $\xi = 0{,}637$, которое и подставляют в формулу (6-23). Правильность вычисленного в последнем случае значения $P_{\text{макс}}$ проверяется тем, что оно должно быть равным вычитаемому правой части формулы, так как к. п. д. при $\xi = 0{,}637$ равен 0,5.

При симметричности плеч двухтактного каскада, работающего в режиме B, он не вносит четных гармоник, которые компенсируются полностью. Если ток I'_1, соответствующий половинной амплитуде сигнала, равен 0,5 $I'_{\text{макс}}$, то вносимая каскадом третья гармоника также обращается в нуль. Так как отношение токов I'_1 и $I'_{\text{макс}}$

зависит от величины смещения на входе усилительного элемента, для получения наименьшего коэффициента гармоник при максимальном сигнале смещение в режиме B следует брать таким, чтобы ток I'_1 получился равным 0,5 $I'_{\text{макс}}$

В каскадах, работающих в режиме B с изменяющейся в широких пределах амплитудой сигнала, крутизну статической характеристики усилительного элемента в точке покоя желательно иметь равной половине ее значения в линейной части. Если эта крутизна меньше 0,35—0,4 крутизны в линейной части, то форма выходного сигнала при малом входном напряжении искажается и каскад вносит большие нелинейные искажения при слабых сигналах (рис. 6-15); для устранения таких искажений точку покоя следует поднять.

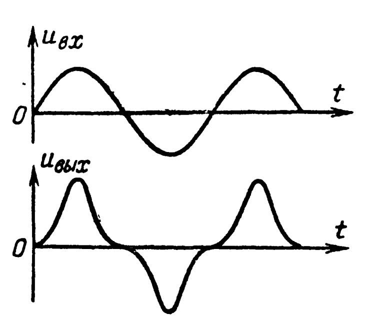


Рис. 6-15. Искажения синусоидального входного сигнала в режиме B при слишком низком положении точки покоя.

Из-за различия параметров усилительных элементов в плечах каскада верхний и нижний полупериоды сигнала на выходе оказываются неравными, что приводит к появлению четных гармоник и сдвигает точку нагрузочной прямой, соответствующую прохождению сигнала через нуль, с горизонтальной оси вверх или вниз.

Расчет коэффициента гармоник двухтактного каскада в режиме B можно производить методом пяти ординат, для чего нужно найти токи $I_{\text{макс}}$, I_1, I_0, I_2, $I_{\text{мин}}$ с учетом разброса параметров усилительных элементов плеч. Это делают по выражениям

$$\left.\begin{aligned} I_{\text{макс}} &= (1+b)\, I'_{\text{макс}};\\ I_1 &= (1+b)\, I'_1;\\ I_0 &= (1+b) I'_0 - (1-b)\, I'_0 = 2bI'_0;\\ I_2 &= -(1-b)\, I'_1\\ I_{\text{мин}} &= -(1-b) I'_{\text{макс}}. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}24)$$

Значения коэффициента асимметрии b для разных усилительных элементов и различных условий их работы указаны на стр. 149. Определенные из выражений (6-24) значения токов подставляют в четыре первые формулы (4-3), откуда находят гармонические составляющие выходного тока, и по выражению (2-15) рассчитывают коэффициент гармоник. Среднее значение тока, потребляемое каскадом от источника питания при максимальном сигнале, находят из выражений (6-21), так как последняя формула из (4-3) здесь непригодна.

В ламповом каскаде, работающем в режиме B, отрицательное смещение на управляющие сетки ламп желательно подавать от са-

мостоятельного источника смещения (например, от отдельного выпрямителя). Этот выпрямитель необходимо нагрузить на резистор R, так как в противном случае токи сетки ламп, имеющие место при случайной перегрузке усилителя чрезмерным входным сигналом, зарядят конденсаторы фильтра выпрямителя до напряжения выше нормального; каскад при этом будет работать в режиме С, что недопустимо. Для предотвращения этого явления и быстрого стекания зарядов сопротивление резистора R берут равным

$$R \approx \frac{10 U_{c0}}{I_{cp}}. \tag{6-25}$$

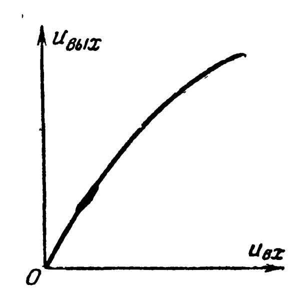


Рис. 6-16. Амплитудная характеристика каскада в режиме В с катодным смещением.

Смещение на управляющие сетки лампового каскада невысокого качества, работающего в режиме В, можно подавать и с резистора $R_к$, включенного в общий катодный провод. Но напряжение смещения в этом случае будет зависеть от амплитуды сигнала. При слабых сигналах среднее значение анодного тока мало, смещение невелико и каскад работает в режиме А; при максимальной расчетной амплитуде сигнала такой каскад работает в режиме В, а при чрезмерной амплитуде переходит в режим С. Вследствие повышения напряжения смещения с увеличением амплитуды сигнала средняя крутизна характеристики ламп за период падает и коэффициент усиления каскада при увеличении напряжения сигнала уменьшается, в результате чего амплитудная характеристика лампового каскада со смещением от $R_к$ в режиме В оказывается криволинейной (рис. 6-16).

Сопротивление резистора $R_к$ в таком каскаде находят, поделив напряжение отрицательного смещения U_{c0} на средний ток в общем катодном проводе $I_{к.ср}$ при максимальном сигнале:

$$R_к = \frac{U_{c0}}{I_{к.ср}}. \tag{6-26}$$

При триодах $I_{к\,ср} = 0{,}637\ I'_{макс}$, а при экранированных лампах $I_{к.ср}$ находят по формуле

$$I_{к.ср} = 0{,}637\, I'_{макс} + 2 I_{э.ср}, \tag{6-27}$$

где $I_{э\,ср}$ — среднее значение тока экранирующей сетки одной лампы, находимое по формуле метода пяти ординат, как указано в примере 6-2.

Так как в режиме В лампы каскада работают поочередно, в общем катодном проводе ток сигнала не компенсируется, а поэтому резистор $R_к$ для предотвращения падения усиления должен быть зашунтирован конденсатором $C_к$ достаточно большой емкости. При недостаточной емкости этого конденсатора в каскаде возникают не только частотные искажения на нижних частотах, как в однотактном каскаде, работающем в режиме А, но и дополнительные нелинейные искажения из-за подзаряда $C_к$ импульсами катодного тока

за каждый полупериод сигнала. Расчет необходимой емкости конденсатора $C_к$ в этом случае можно проводить по формуле (7-19), задаваясь коэффициентом частотных искажений $M_{н.к}$ на низшей рабочей частоте порядка 1,01—1,03; при этом дополнительные нелинейные искажения, как показали исследования, будут невелики и их можно не учитывать

В каскаде с катодным смещением в режиме В, кроме расчета максимальной мощности, выделяемой на аноде, необходимо проверять рассеиваемую на аноде мощность в режиме покоя; при отсутствии сигнала здесь отрицательное смещение сильно уменьшается, ток покоя возрастает и рассеиваемая на аноде мощность может превысить допустимую (см пример 6-5).

Вследствие указанных недостатков катодное смещение в ламповых каскадах мощного усиления, работающих в режиме В, применяется лишь в каскадах небольшой мощности (не выше нескольких десятков ватт) невысокого качества.

Расчет каскада с триодами

Каскад мощного усиления с триодами при работе в режиме В имеет те же достоинства и недостатки, что и в режиме А, но к. п. д. в режиме В оказывается значительно выше. Для получения наибольшей мощности при заданном напряжении источника питания здесь, как и в режиме А, следует применять триоды с небольшим μ (от 3 до 10) и возможно большей крутизной характеристики.

Наибольшую мощность в нагрузку при заданном напряжении питания двухтактный каскад с триодами в режиме В отдает при $R_{a\sim п}=R_i$, т. е. при сопротивлении анодной нагрузки плеча, равном внутреннему сопротивлению триода. Коэффициент полезного действия каскада растет при увеличении $R_{a\sim п}$, стремясь к 0,786 при полном использовании ламп и безграничном возрастании $R_{a\sim п}$, но отдаваемая мощность при этом стремится к нулю. Коэффициент гармоник, так же как и в режиме А, падает с увеличением $R_{a\sim п}$.

Поэтому сопротивление анодной нагрузки плеча переменному току $R_{a\sim п}$ в двухтактном каскаде мощного усиления с триодами, работающими в режиме В, следует брать от 1,5 до $3R_i$, так как при этом каскад отдает мощность, близкую к максимальной, малых нелинейных искажениях и высоком к. п. д.

Расчет каскада с триодами в режиме В начинают с выбора триодов, подходящих по отдаваемой мощности. Если мощность, отдаваемая в режиме В, в справочных данных не указана, берут триоды с небольшим μ и допустимой мощностью рассеяния на аноде каждого триода порядка

$$P_{а.доп} \approx (0,5 \div 1) P_{\sim}. \tag{6-28}$$

Напряжение на аноде в режиме В берут максимальным или близким к нему; сопротивление анодной нагрузки плеча находят из выражения

$$R_{a\sim п} = (1,5 \div 3) R_i, \tag{6-29}$$

взяв значение R_i из справочных данных лампы. Если коэффициент гармоник и к. п. д. не играют большой роли, а желательно получить от каскада наибольшую мощность, то берут $R_{a\sim п}=1,5\ R_i$. Если же

необходим малый коэффициент гармоник и возможно больший к. п. д., $R_{а\sim п}$ берут равным $(2,5 \div 3)\ R_i$, а иногда и выше.

Затем строят нагрузочную прямую плеча на семействе статических анодных характеристик и выбирают отрицательное смещение на сетках, при котором третья гармоника при максимальном сигнале исчезает. Амплитуду сигнала на сетке берут равной отрицательному смещению и рассчитывают отдаваемую каскадом мощность, максимальную мощность, рассеиваемую на аноде, и коэффициент гармоник каскада.

Пример 6-4. Рассчитаем каскад мощного усиления с триодами в режиме В, отдающий в нагрузку мощность 120 *вт* при возможно

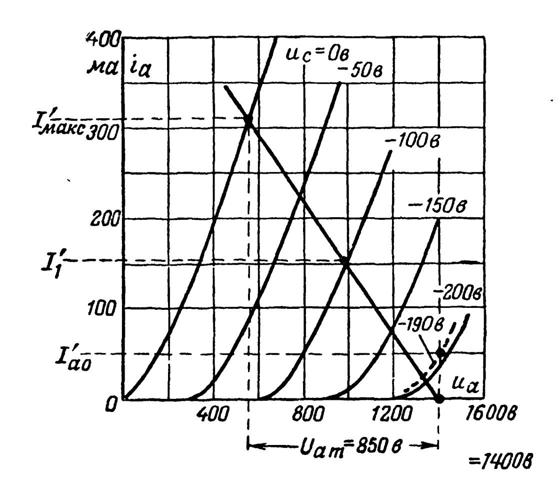


Рис. 6-17. К расчету каскада мощного усиления с триодами в режиме В.

более низком коэффициенте гармоник и максимально возможном к. п. д.

Приняв к. п. д. выходного трансформатора для мощности 120 *вт* равным 0,93, найдем, что каскад должен отдавать мощность $P_{\sim} = 129$ *вт*; следовательно, в каскаде должны быть использованы триоды с небольшим μ и $P_{а.доп}$, равной

$$P_{а.доп} = (0,5 \div 1)\, P_{\sim} = (0,5 \div 1)\cdot 129 = 64,5 \div 129\ вт.$$

Подходящим по μ и $P_{а.доп}$ является мощный модуляторный триод типа ГМ-70, имеющий $\mu=6,7$; $R_i=1\,100$ *ом*; $P_{а.доп}=125$ *вт*; $U_{а.0макс}=1\,500$ *в*. Взяв $P_{а\sim п}=2,5\ R_i$ для получения высокого к. п. д. и малого коэффициента гармоник, найдем, что сопротивление анодной нагрузки плеча $R_{а\sim п}$ должно быть равно 2 750 *ом*. Задавшись напряжением на аноде 1 400 *в* и проведя нагрузочную прямую плеча на семействе анодных характеристик ГМ-70 (рис. 6-17), найдем,

что $I'_{\text{макс}}=310$ *ма* и $U_{am}=850$ *в*. Отсюда отдаваемая каскадом мощность

$$P_{\sim}=0,5\,I'_{\text{макс}}U_{am}=0,5\cdot 0,31\cdot 850=132\ вт,$$

что достаточно

Так как коэффициент использования анодного напряжения ξ при максимальном сигнале равен 840/1 400=0,6, т. е. меньше 0,637, максимальная мощность будет выделяться на анодах ламп при максимальном сигнале; она будет равна

$$P_{a\ \text{макс}}=0,318I'_{\text{макс}}U_{a0}-0,25\,I'^2_{\text{макс}}\cdot R_{a\sim п}=$$

$$=0,318\cdot 0,31\cdot 1\,400-0,25\cdot 0,31^2\cdot 2\,750=72\ вт$$

для каждого из триодов, что вполне допустимо.

Для устранения третьей гармоники при максимальном сигнале возьмем $I'_1=0,5\ I'_{\text{макс}}=155$ *ма*; по нагрузочной прямой видно, что эта точка соответствует напряжению на сетке — 95 *в*. Так как точка I'_1 соответствует половине амплитуды сигнала, а точка $I_{\text{макс}}$ полной амплитуде и лежит на характеристике для $u_c=0$, половина амплитуды сигнала равна 95 *в*. Следовательно, максимальная амплитуда сигнала должна быть равна 190 *в* и на сетку следует подать отрицательное смещение, также равное 190 *в*. Точка покоя будет лежать на пересечении статической характеристики для — 190 *в* с перпендикуляром, восстановленным из точки U_{a0}; как видно из рисунка, $I'_{a0}=50$ *ма* Мощность, рассеиваемая на аноде каждого из триодов в режиме покоя, при подаче отрицательного смещения от отдельного выпрямителя составит:

$$P_a=I_{a0}\,U_{a0}=50\cdot 10^{-3}\cdot 1\,400=70\ вт,$$

что также вполне допустимо.

Крутизна характеристики лампы в точке покоя получается равной примерно половине крутизны при токе $I'_{\text{макс}}$, а поэтому нелинейные искажения при слабых сигналах будут ничтожны.

Так как мощность каскада велика и к каскаду предъявлены требования минимальных нелинейных искажений, введем контроль анодного тока плеч и на одном плече предусмотрим регулировку сеточного смещения для получения одинаковых анодных токов ламп, несмотря на разброс их параметров; тогда коэффициент асимметрии b можно считать равным 0,07 и расчетные токи для определения гармонических составляющих суммарного анодного тока, найденные по формулам (6-24), составят: $I_{\text{макс}}=332$ *ма*; $I_1=166$ *ма*; $I_0=7$ *ма*; $I_2=-144$ *ма*; $I_{\text{мин}}=-288$ *ма*. Расчет гармонических составляющих выходного тока по формулам (4-3), произведенный по этим значениям токов, дает: $I_{1m}=310$ *ма*; $I_{2m}=7,5$ *ма*; $I_{3m}=0$; $I_{4m}=-0,167$ *ма*, откуда коэффициент гармоник каскада, найденный по выражению (2-15), оказывается равным 2,4%.

Среднее значение тока, потребляемого каскадом от источника анодного питания при максимальном сигнале, составит:

$$I_{а.ср}=0,637I'_{\text{макс}}=0,637\cdot 0,31=0,197\ а.$$

Сопротивление нагрузки выпрямителя смещения, имеющего напряжение 190 *в*, его ток и мощность будут равны:

$$R \approx \frac{10U_{c0}}{I_{a.cp}} = \frac{10 \cdot 190}{0,197} = 9\,640\ ом;$$

$$I = \frac{U_{c0}}{R} = \frac{190}{9\,640} = 0,0197\ а;$$

$$P = U_{c0} I = 190 \cdot 0,0197 = 3,75\ вт.$$

Расчет каскада с экранированными лампами

К. п. д каскада мощного усиления с экранированными лампами в режиме В выше, чем в режиме А, и достигает при максимальном сигнале и правильно выбранной нагрузке величины 0,65—0,7.

Так же как и в режиме А, наивыгоднейшим сопротивлением анодной нагрузки здесь является такое, при котором верхний конец нагрузочной прямой проходит через сгиб статической характеристики анодного тока для $u_c = 0$. Выбор ламп для каскада можно производить по допустимой мощности рассеяния на аноде, определяемой из соотношения

$$P_{а.доп} = (0,3 \div 0,6)\, P_{\sim}; \qquad (6\text{-}30)$$

в остальном расчет каскада в режиме В с экранированными лампами почти не отличается от расчета каскада с триодами.

Следует отметить, что подача напряжения на экранирующие сетки ламп в режиме В через гасящий резистор недопустима, так как приводит к резкому снижению выходной мощности и увеличению нелинейных искажений. Объясняется это тем, что при максимальном сигнале среднее значение тока экранирующей сетки в режиме В возрастает во много раз и во столько же раз увеличивается падение напряжения на гасящем резисторе; в результате при максимальном сигнале напряжение на экранирующих сетках оказывается много ниже нормального, анодные токи ламп падают и каскад не отдает расчетной мощности.

Поэтому в режиме В напряжение на экранирующие сетки ламп необходимо подавать от источника с малым внутренним сопротивлением, напряжение которого практически остается неизменным при колебаниях тока экранирующих сеток, имеющих место в рабочих условиях. Таким источником может быть отдельный выпрямитель, выпрямитель питания предыдуших каскадов, делитель напряжения с достаточно малыми сопротивлениями плеч и др.

Пример 6-5. Рассчитаем каскад мощного усиления в режиме В на экранированных лампах, отдающий в нагрузку мощность 100 *вт* при коэффициенте гармоник не выше 8%.

Приняв к. п. д. выходного трансформатора для такой мощности равным 0,92 (см. табл. 5-2), найдем, что отдаваемая каскадом мощность $P_{\sim}$ должна быть не ниже 109 *вт*. Следовательно, для каскада подойдут лампы, имеющие

$$P_{а.доп} = (0,3 \div 0,6)\, P_{\sim} = (0,3 \div 0,6) \cdot 109 = 33 \div 66\ вт.$$

Подходящим по $P_{а.доп}$ является лучевой пентод типа ГУ-50, у которого $U_{а0макс}=1\,000$ *в*, $U_{э0макс}=250$ *в*; $P_{а.доп}=40$ *вт*; $P_{э.доп}=5$ *вт*. Для хорошего использования ламп выбираем $U_{а0}=900$ *в* и $U_{э0}=250$ *в*, так как максимальный режим по двум показателям одновременно брать не рекомендуется.

На семействе статических анодных характеристик лампы ГУ-50 для напряжения на экранирующей сетке 250 *в* (рис. 6-18) проводим

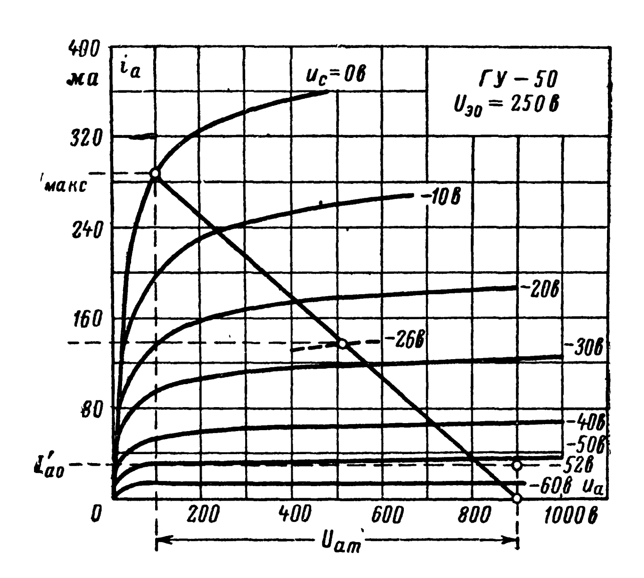


Рис. 6-18. К расчету каскада мощного усиления с экранированными лампами в режиме В.

нагрузочную прямую плеча из точки $U_{а0}=900$ *в* в сгиб статической характеристики для $u_c=0$ и из нее находим:

$$I'_{макс}=0{,}29\,a;\quad U_{am}=800\,в;$$

$$R_{а\sim п}=\frac{U_{am}}{I'_{макс}}=\frac{800}{0{,}29}=2\,760\,ом;$$

$$P_{\sim}=0{,}5I'_{макс}\,U_{am}=0{,}5\cdot 0{,}29\cdot 800=116\,вт.$$

Отдаваемая мощность достаточна, следовательно, лампы и их режим выбраны правильно. Так как

$\xi=\frac{U_{am}}{U_{a0}}=\frac{800}{900}=0{,}89$, максимальная мощность будет выделяться на анодах при $\xi=0{,}637$, когда значение $I'_{макс}$ будет равно $0{,}29\,\frac{0{,}637}{0{,}89}=0{,}208\,a$, и составит:

$$P_а = 0{,}318 I'_{макс} U_{а0} - 0{,}25 I'^2_{макс} R_{а\sim п} =$$

$$= 0{,}318 \cdot 0{,}208 \cdot 900 - 0{,}25 \cdot 0{,}208^2 \cdot 2\,760 = 29{,}8\ вт,$$

что допустимо.

Для получения наименьших искажений при максимальном сигнале берем $I'_1 = 0{,}5\ I'_{макс} = 0{,}145\ а$; на нагрузочной прямой такой ток соответствует статической характеристике для $u_с = -26\ в$. Отсюда на управляющие сетки ламп подаем напряжение отрицательного смещения и амплитуду сигнала, равные 52 *в*; ток покоя анода, как видно из рис. 6-18, при этом составит 30 *ма*, а ток покоя экранирую-

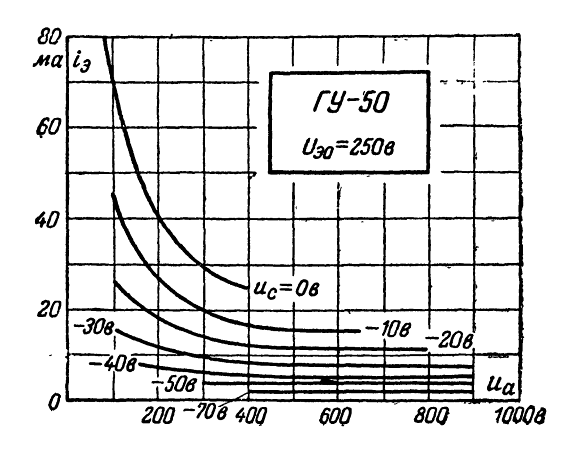


Рис. 6-19. Статические характеристики тока экранирующей сетки лучевого пентода ГУ-50 при напряжении на ней 250 *в*.

щей сетки как видно из рис. 6-19, будет равен 3 *ма*. Выделяющаяся в режиме покоя на аноде и экранирующей сетке мощность при этом равна:

$$P_{а0} = I_{а0} U_{а0} = 0{,}03 \cdot 900 = 27\ вт;$$

$$P_{э0} = I_{э0} U_{э0} = 0{,}003 \cdot 250 = 0{,}75\ вт,$$

что много ниже максимальных значений.

Если контроль анодного тока в каскаде будет отсутствовать, а следовательно, не будет возможности симметрировать каскад изменением смещения на управляющей сетке одного из плеч, коэффициент асимметрии *b* в наихудшем случае может достичь 0,2 и расчетные токи для метода пяти ординат, вычисленные по выражениям (6-24), составят:

$$I_{макс} = 348\ ма;\quad I_1 = 174\ ма;\quad I_{а0} = 12\ ма;$$

$$I_2 = -116\ ма;\quad I_{мин} = -232\ ма;$$

что по формулам (4-3) и (2-15) даст гармонические составляющие выходного тока и коэффициент гармоник

$$I_{1m} = 290\ ма; \quad I_{2m} = 23\ ма; \quad I_{3m} = 0; \quad I_{4m} = -3,66\ ма;$$
$$k_г = 8,1\%,$$

что лишь незначительно превосходит заданную величину. При наличии контроля анодных токов плеч и регулировке смещения на одной из управляющих сеток значение b не превысит 0,07, а коэффициент гармоник будет ниже 3%

Рассеиваемую на экранирующих сетках мощность при максимальном сигнале найдем, определив ток экранирующей сетки для точек, соответствующих полной и половине амплитуды сигнала. По нагрузочной прямой плеча и ее продолжению вниз найдем, что эти точки соответствуют $u_с = 0$; —26; —78; —104 *в* и $u_а = 100$; 500; 1 300; 1 700 *в*. Ток экранирующей сетки для этих точек согласно рис. 6-19 составит:

$$I_{э\ макс} = 70\ ма; \quad I_{э1} = 9\ ма;$$
$$I_{э2} = 0,5\ ма; \quad I_{э.мин} = 0,$$

и среднее значение тока экранирующей сетки одной лампы, рассчитанное по последнему выражению (4-3), получится около 15 *ма*. Отсюда выделяющаяся на экранирующей сетке при максимальном сигнале мощность будет:

$$P_э = I_{э.ср} \cdot U_{э0} = 0,015 \cdot 250 = 3,75\ вт,$$

что не превышает максимальных 5 *вт*.

Потребляемый анодной цепью при максимальном сигнале ток составит:

$$I_{а.ср} = 0,637 I'_{макс} = 0,637 \cdot 0,29 = 0,185\ а$$

и среднее значение тока в общем катодном проводе будет:

$$I_{к.ср} = I_{а\ ср} + 2 I_{э\ ср} = 0,185 + $$
$$+ 2 \cdot 0,015 = 0,215\ а.$$

Попробуем для упрощения и удешевления рассчитываемого каскада применить в нем катодное смещение. Для этого в общий провод катода потребуется включить резистор:

$$R_к = \frac{U_{с0}}{I_{к\ ср}} = \frac{52}{0,215} = 242\ ом.$$

Чтобы найти смещение на управляющих сетках при катодном смещении в режиме покоя, построим с помощью характеристик рис. 6-18 и 6-19 зависимость тока катода двух ламп от смещения на управляющих сетках; эта зависимость приведена на рис. 6-20. Вос-

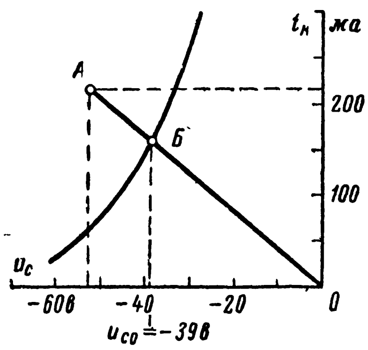


Рис. 6-20. Определение напряжения смещения на управляющих сетках каскада, работающего в режиме В с катодным смещением.

становив из точек $U_{c0}=-52$ *в* и $I_{к\,ср}=0{,}215$ *а* перпендикуляры к осям координат и проведя через точку пересечения этих перпендикуляров *А* и начало координат *0* прямую, по точке пересечения проведенной прямой с характеристикой общего катодного тока (точка *Б*) найдем, что при отсутствии сигнала отрицательное смещение на управляющих сетках будет равно — 39 *в*. По семейству анодных характеристик рис. 6-18 найдем, что ток покоя каждой из ламп при этом составит 72 *ма* и выделяемая на аноде в режиме покоя мощность окажется равной

$$P_а = I_{а0} U_{а0} = 0{,}072 \cdot 900 \approx 65\,вт,$$

что недопустимо.

Следовательно, в рассчитанном каскаде применить катодное смещение нельзя и для подачи отрицательного смещения на управляющие сетки придется применить выпрямитель с напряжением 52 *в*, нагруженный током около 0,1 $I_{а.ср}=0{,}1\cdot185\approx18$ *ма*.

Ввиду больших изменений тока экранирующих сеток в режиме покоя и при полном сигнале (3 и 15 *ма*) подача напряжения на них от источника анодного питания каскада через гасящий резистор также недопустима; для этой цели следует использовать выпрямитель с напряжением 250 *в*, питающий анодные цепи каскадов предварительного усиления.

Расчет каскада с транзисторами

Максимальное значение тока выходной цепи $I'_{макс}$ и сопротивление нагрузки плеча $R_{\sim п}$ транзисторного каскада, работающего в режиме В, можно найти по известным $P_{\sim}$ и $U_{вых\,m}$ из соотношений

$$I'_{макс}=\frac{2P_{\sim}}{U_{вых\,m}};\quad R_{\sim п}=\frac{U_{вых\,m}}{I_{вых\,m}}. \tag{6-31}$$

Значение $U_{вых\,m}$ при включении с общей базой можно считать равным напряжению питания коллекторной цепи $U_{к0}$; при включении с общим эмиттером и общим коллектором $U_{вых\,m}$ меньше напряжения питания выходной цепи на величину остаточного напряжения $U_{ост}$, которое можно приближенно оценить по выходным характеристикам транзистора для включения с общим эмиттером (рис. 6-21).

Напряжение питания выходной цепи в режиме В желательно брать возможно более высоким для уменьшения входной мощности сигнала и снижения коэффициента гармоник, но не выше 0,4—0,45 максимального напряжения между выходными электродами для примененного способа включения во избежание пробоя транзисторов.

Способ включения транзисторов в каскаде выбирают в соответствии со сказанным на стр. 162—163. При этом следует иметь в виду, что коэффициент гармоник при полном использовании транзистора получается в режиме В выше, чем в режиме А; особенно сильно возрастает $k_г$ в режиме В при включении с общим эмиттером, достигая иногда нескольких десятков процентов, что нередко заставляет отказываться от этого способа включения.

Так как коэффициент использования напряжения питания в транзисторном каскаде обычно больше 0,637, выделяющуюся на коллекторе мощность рассчитывают для амплитуды сигнала, соответствую-

щей $\xi=0{,}637$; сложив эту мощность с мощностью, выделяемой в цепи эмиттера, на суммарную мощность рассчитывают теплоотвод или радиатор.

При слабых сигналах и невысоком выходном сопротивлении предыдущего каскада нижний загиб статической входной характеристики транзистора в режиме В приводит к появлению больших нелинейных искажений (рис. 6-15). Поэтому в транзисторных каскадах, работающих в режиме В при изменяющейся амплитуде сигнала, необходимо подавать во входную цепь небольшое напряжение смещения, при котором крутизна входной характеристики в точке покоя оказывается равной 0,3—0,45 крутизны ее линейной части. Для германиевых транзисторов необходимое смещение обычно лежит в пределах 0,15—0,25 *в*; для кремниевых транзисторов — от 0,4 до 0,6 *в*. Смещение целесообразно подавать от общего источника питания через делитель напряжения с достаточно малым сопротивлением.

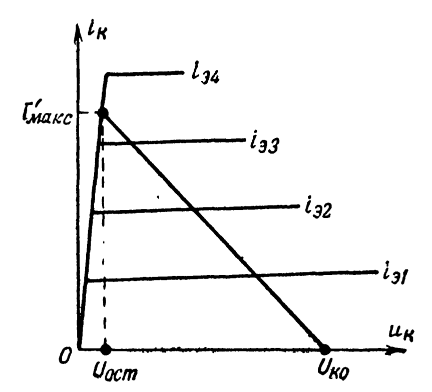


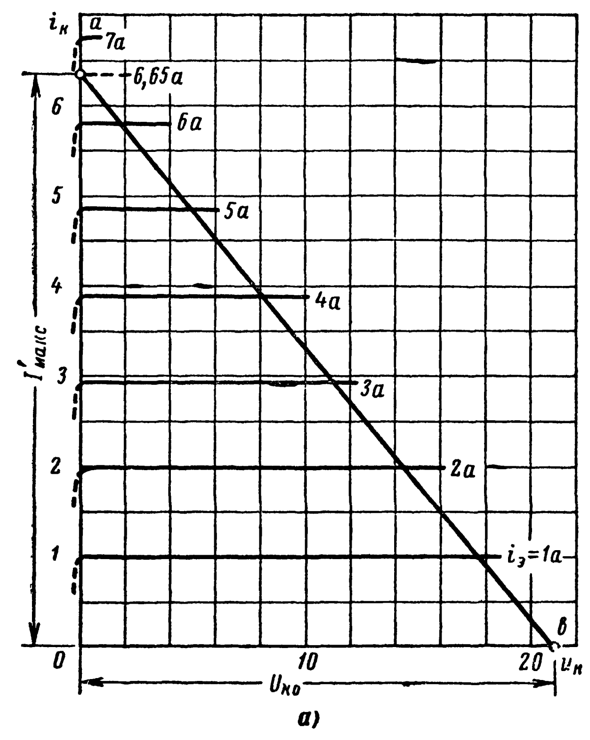
Рис. 6-21. К расчету транзисторного каскада мощного усиления в режиме В.

Пример 6-6. Рассчитаем транзисторный каскад мощного усиления в режиме В с отдаваемой в нагрузку мощностью $P_2=60$ *вт* для усиления радиовещательной передачи, напряжением сигнала на нагрузке $U_2=60$ *в* и коэффициентом гармоник $k_г$ не выше 6%. Максимальная температура окружающей среды в месте расположения рассчитываемого каскада не превосходит 35° С; каскад должен удовлетворять заданным требованиям при установке в него любых исправных экземпляров транзисторов без их подбора.

При к. п. д. выходного трансформатора, равном 0,9 для мощности в 60 *вт* (см. табл. 5-2) отдаваемая каскадом мощность составит 66,7 *вт*; для получения такой мощности используем двухтактный каскад, работающий в режиме В, с двумя транзисторами типа П210 (по одному в плече). Эти транзисторы имеют: максимальное напряжение коллектор — база $U_{к.б\ доп}=65$ *в*; максимальное напряжение коллектор — эмиттер $U_{к\ э.доп}=60$ *в*; максимальный ток коллектора $I_{к\ макс}=12$ *а*; максимальную температуру коллекторного перехода $T_{п\ доп}=85°$ С; $\beta_{мин}=15$; внутреннее тепловое сопротивление $R_{т.т} \leqslant 1°$ С/*вт*.

Для обеспечения заданного невысокого коэффициента гармоник и работоспособности каскада без подбора транзистора в плечах схемы придется применить включение транзисторов с общей базой; для подачи на вход рассчитываемого каскада симметричного напряжения сигнала предыдущий каскад возьмем инверсный трансформаторный, так как обычные резистивные инверсные каскады для подачи сигнала на транзисторный каскад, работающий в режиме В, непригодны.

Так как сигнал на вход транзисторов будет подаваться от вторичной обмотки входного трансформатора, представляющей собой для постоянного тока практически короткое замыкание, эмиттер по постоянному току будет замкнут с базой, и напряжение питания, приложенное между коллектором и базой, будет приложено и между коллектором и эмиттером. Поэтому напряжение питания выберем, исходя из допустимого напряжения коллектор — эмиттер $U_{к.э\ доп}$, которое меньше $U_{к\ б\ доп}$.



а)

Рис. 6-22а. Семейство статических выходных характеристик транзистора П210А для включения с общей базой.

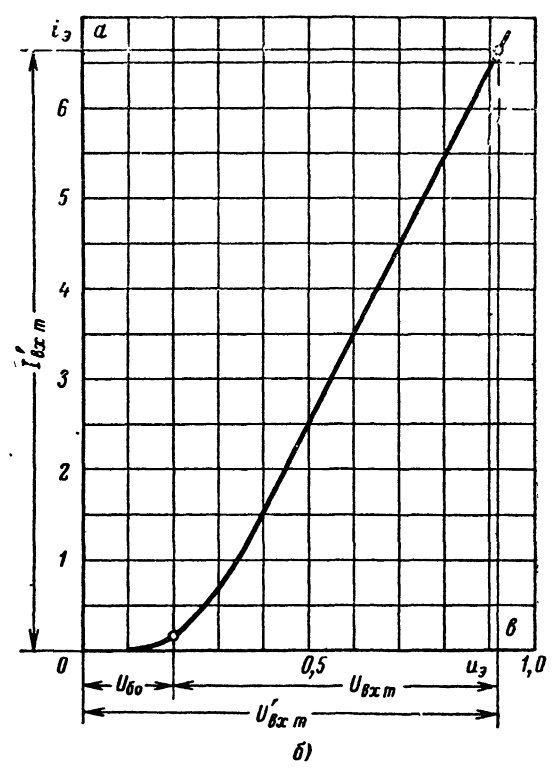
Возьмем $U_{ко}=0{,}4\,U_{к\ э\ доп}=0{,}4\cdot 60=24$ *в*; тогда максимальный ток через транзистор при $U_{вых\,m}\approx U_{ко}$ составит:

$$I'_{макс}=\frac{2P_{\sim}}{U_{вых\,m}}\approx\frac{2P_{\sim}}{U_{ко}}=\frac{2\cdot 66{,}7}{24}\approx 5{,}5\,a.$$

Ввиду того что максимальный ток через транзистор много ниже допустимых 12 *а*, для повышения надежности работы каскада уменьшим $U_{ко}$ до $0{,}35\,U_{к\ э.доп}=0{,}35\cdot 60=21$ *в*; тогда получим:

$$I'_{\text{макс}} \approx \frac{2P_{\sim}}{U_{\text{к0}}} \approx \frac{2 \cdot 66,7}{21} = 6,34\ a;$$

$$R_{\text{к}\smile\text{п}} = \frac{U_{\text{вых}\,m}}{I'_{\text{макс}}} \approx \frac{U_{\text{к0}}}{I'_{\text{макс}}} = \frac{21}{6,34} = 3,31\ \text{ом}.$$



б)

Рис. 6-22б. Статическая входная характеристика транзистора П210А для включения с общей базой и напряжения коллектор — база $U_{\text{к.б}}=5$ *в*.

На семействе выходных характеристик П210 для включения с общей базой (рис. 6-22, *а*) построим нагрузочную прямую для $U_{\text{к0}}=21$ *в* и $R_{\text{к}\smile\text{п}}=3{,}31$ *ом*. Из входной характеристики П210 для включения с общей базой (рис. 6-22, *б*) видно, что для устранения нелинейных искажений слабых сигналов на базу относительно эмиттера нужно подать отрицательное смещение порядка 0,2 *в*. При этом амплитуды тока и напряжения входного сигнала составят: $I_{\text{вх}m}=6{,}65$ *а*; $U_{\text{вх}m}=0{,}72$ *в*, а ток покоя коллектора $I_{\text{к0}} \approx I_{\text{э0}}=0{,}15$ *а*.

Сопротивление нагрузки каскада найдем из соотношения $R_2 = U^2_2 : P_2 = 60^2 : 60 = 60$ *ом*. Расчет электрических данных выходного трансформатора произведем по методике, изложенной в примере 5-8, что даст: $r_{1п} = 0{,}19$ *ом*; $r_2 = 2{,}8$ *ом*; $n_п = 4{,}48$ и т. д. Для предотвращения повышения нелинейных искажений на верхних частотах от влияния индуктивности рассеяния трансформатора и предохранения транзисторов каскада от перенапряжений из-за нестационарных процессов первичную обмотку выходного трансформатора, так же как и вторичную обмотку входного, следует намотать в два провода (см. стр. 346).

Необходимое напряжение источника коллекторного питания транзисторного каскада, работающего в режиме В, практически равно напряжению питания выходной цепи, т. е. $U_{к0}$:

$$E_к = U_{к0} + I_{к0}\, r_{1п} + U_{б0} = 21 + 0{,}15 \cdot 0{,}19 + 0{,}2 \approx 21\ в.$$

Для предотвращения появления дополнительных частотных и нелинейных искажений и предотвращения повышения выделяемой в транзисторах мощности сопротивление источника питания должно быть достаточно малым (не выше 0,1 *ом*); при питании каскада от выпрямителя этого нетрудно добиться, сделав выпрямитель с транзисторным стабилизатором напряжения.

Стабилизация рабочей точки обратной связью (коллекторная и эмиттерная стабилизация) в режиме В неприменима, а поэтому смещение во входную цепь подадим через низкоомный делитель напряжения от источника коллекторного питания; тогда принципиальная схема рассчитываемого каскада не будет отличаться от схемы, изображенной на рис. 3-18, *в*. Через резистор делителя $R_{д2}$, кроме тока делителя $I_д$ проходят импульсы тока сигнала базы в направлении, обратном $I_д$. Возьмем $I_д$ равным наибольшей расчетной амплитуде тока базы:

$$I_д = I_{б\,макс} = \frac{I'_{макс}}{\beta_{мин}} = \frac{6{,}34}{15} \approx 0{,}42\, а;$$

тогда в моменты максимума сигнала ток через $R_{д2}$ будет равен нулю, а следовательно, и напряжение смещения, снимаемое с делителя, также будет равно нулю. В этом случае, как видно из входной характеристики, для получения $I'_{вх m} = 6{,}65$ *а* потребуется амплитуда напряжения входного сигнала $U'_{вх m} = 0{,}92$ *в*, которую и должна обеспечить половина вторичной обмотки входного трансформатора. Мощность, отдаваемая предыдущим каскадом при к. п. д. входного трансформатора $\eta_{вх} = 0{,}8$ составит:

$$P_{\sim} = \frac{0{,}5 I_{вх m} U_{вх m}}{\eta_{вх}} = \frac{0{,}5 \cdot 6{,}65 \cdot 0{,}92}{0{,}8} = 3{,}83\ вт.$$

Сопротивление нагрузки половины вторичной обмотки входного трансформатора, на которое и должен рассчитываться последний, будет равно $U_{вх m} : I_{вх m} = 0{,}92 : 6{,}65 = 0{,}14$ *ом*. Сопротивление резистора $R_{д2}$ определим из выражения

$$R_{д2} = \frac{U_{б0}}{I_д} = \frac{0{,}2}{0{,}42} = 0{,}475\ ом.$$

Этот резистор делаем проволочным из реостатного провода подходящего диаметра; выделяемая в нем мощность составит: $P = U_{б0} I_д = 0{,}2 \cdot 0{,}42 = 0{,}084$ *вт*. Через резистор $R_{д1}$, кроме тока $I_д$, проходит удвоенный ток покоя базы, равный $\frac{I_{к0}}{\beta_{мин}} = \frac{0{,}15}{15} = 0{,}01$ *а*; так как падающее на нем напряжение равно $U_{к0} - U_{б0}$, величина $R_{д1}$ должна быть равна

$$R_{д1} = \frac{U_{к0} - U_{б0}}{I_д + 2I_{б0}} = \frac{21 - 0{,}2}{0{,}42 + 2 \cdot 0{,}01} = 47{,}3\ ом,$$

а выделяемая в нем мощность $P = (U_{к0} - U_{б0}) \cdot (I_д + 2I_{б0}) = (21 - 0{,}2) \times \times (0{,}42 + 2 \cdot 0{,}01) = 9{,}15$ *вт*, на рассеивание которой и должен быть сконструирован этот резистор; его также целесообразно сделать проволочным.

Потребляемая делителем $R_{д1}$ $R_{д2}$ мощность, равная примерно 9,2 *вт*, заметно увеличивает потребляемую от источника питания мощность и снижает к. п. д.; с учетом потерь в делителе и выходном трансформаторе к. п. д. рассчитанного каскада составит:

$$\eta = \frac{P_2}{U_{к0}(I_{ср} + I_д + 2I_{б0})} =$$

$$= \frac{60}{21\,(4{,}04 + 0{,}42 + 2 \cdot 0{,}01)} = 0{,}638 = 63{,}8\%,$$

так как среднее значение тока, потребляемого коллекторной цепью каскада при максимальном расчетном сигнале $I_{ср} = 0{,}637 \cdot I'_{макс} = 0{,}637 \cdot 6{,}34 = 4{,}04$ *а*. Для уменьшения потребляемой делителем мощности можно использовать в каскаде транзисторы с $\beta \geqslant 30$ и пересчитать делитель на вдвое меньший ток, что снизит потребление мощности делителем до 4,6 *вт* и повысит к. п. д. каскада, можно также исключить делитель и подать смещение на транзисторы от специального низкоомного выпрямителя, что еще больше сократит бесполезный расход мощности и увеличит к. п. д., но усложнит схему каскада.

При радиовещательной передаче амплитуда сигнала изменяется в широких пределах, а поэтому выделяемая в транзисторах мощность будет максимальна при сигнале, соответствующем $\xi = 0{,}637$, когда амплитуда тока коллектора составит $I^*_{макс} = 0{,}637 \cdot 6{,}34 = 4{,}04$ *а*; при этом выделяемая на коллекторе одного транзистора мощность

$$P_к = 0{,}318 I^*_{макс} U_{к0} - 0{,}25 I^{*2}_{макс} R_{к\sim п} =$$

$$= 0{,}318 \cdot 4{,}04 \cdot 21 - 0{,}25 \cdot 4{,}04^2 \cdot 3{,}31 = 13{,}5\ вт.$$

При $\xi = 0{,}637$ амплитуда тока эмиттера и амплитуда напряжения на нем равны $0{,}637 \cdot 6{,}65 = 4{,}24$ *а* и $0{,}637 \cdot 0{,}72 = 0{,}458$ *в*; это даст выделяемую на эмиттере одного транзистора мощность $P_э = \frac{0{,}5 \cdot 4{,}24 \cdot 0{,}458}{2} = 0{,}5$ *вг* Задавшись максимальной температутрой коллекторного перехода $T_{п.макс} = 75°$ С и рассчитав площадь радиатора

для суммарной выделяемой мощности 14 *вт* по тем же формулам, что и в примере 6-3, найдем, что она должна составлять 760 *см²* для каждого из транзисторов.

Рассчитав предыдущий каскад и найдя выходное сопротивление его плеча, являющееся сопротивлением источника сигнала для транзисторов выходного каскада, можно построить сквозную динамическую характеристику плеча схемы и найти коэффициент гармоник выходного каскада. Если, например, $R_{и.п}=0{,}5$ *ом*, то при коэффициенте асимметрии $b=0{,}05$ расчет коэффициента гармоник даст $k_г=4\%$, что по заданию допустимо.

Расчет лампового каскада с токами сетки

Как указывалось на стр. 61, в ламповых каскадах большой мощности экономически выгодно работать в режиме В с токами сетки. При этом можно использовать все виды ламп — триоды с малым и большим μ, тетроды, пентоды.

При работе с токами сетки максимальное значение анодного тока $I'_{макс}$ уже не ограничивается характеристикой лампы для $u_c=0$, что позволяет увеличить $I'_{макс}$ и снизить напряжение источника анодного питания. Допустимое значение $I'_{макс}$ при работе с токами сетки составляет примерно 0,7—0,8 от тока насыщения катода I_S, указываемого в справочных данных мощных ламп.

При положительных напряжениях на сетке форма анодных характеристик триода не отличается от формы характеристик экранированной лампы, а поэтому метод расчета каскада с токами сетки одинаков для всех видов ламп.

Подобрав для каскада по формуле (6-30) ориентировочно подходящие по мощности триоды или экранированные лампы, на вертикальной оси семейства анодных характеристик отмечают максимальное значение $I'_{макс}$, проводяг через отметку горизонтальную, прямую и находят напряжение на управляющей сетке $u_{с.макс}$, которую проведенная прямая пересекает примерно на середине сгиба (рис. 6-23). Точка пересечения прямой и этой характеристики (точка A на рис. 6-23) будет верхней точкой нагрузочной прямой плеча. Отметив на горизонтальной оси семейства напряжение источника анодного питания $U_{а0}$, которое берут порядка 0,7 от максимального для выбранной лампы или выше, проводят через точки A и $U_{а0}$ нагрузочную прямую. Сопротивление нагрузки $R_{а\sim п}$ находят, разделив $U_{а0}$ на ток i, отсекаемый на вертикальной оси продолжением нагрузочной прямой.

Взяв $I'_1=0{,}5\,I'_{макс}$ для устранения вносимой каскадом третьей гармоники, отмечают значение I'_1 на нагрузочной прямой (точка $Б$) и находят напряжение на управляющей сетке $u_{с1}$, соответствующее этой точке. Необходимую амплитуду напряжения сигнала на управляющей сетке $U_{сm}$ и напряжение отрицательного смещения на ней $U_{с0}$ рассчитывают по формулам:

$$U_{cm}=2\,(u_{с.макс}-u_{с1});\quad U_{с0}=u_{с.макс}-U_{сm}=2u_{с1}-u_{с.макс},\qquad (6\text{-}32)$$

после чего находят точку покоя, соответствующую напряжению на аноде $U_{а0}$ и напряжению на сетке $U_{с0}$, определяющую ток покоя плеча $I'_{а0}$.

При работе с токами сетки остаточное напряжение на аноде, соответствующее точке *А* нагрузочной прямой, при триодах получается столь же малым, как и при экранированных лампах; коэффициент использования анодного напряжения ξ при максимальном сигнале в обоих случаях составляет 0,8—0,9. Поэтому к. п. д. анодной цепи каскада с триодами, работающими с токами сетки в режиме В, достигает 0,65—0,7, как и каскада с экранированными лампами, работающего в режиме В без токов сетки. При экранированных лампах работа с токами сетки не повышает к. п. д., а лишь дает возможность снизить напряжение источника анодного питания.

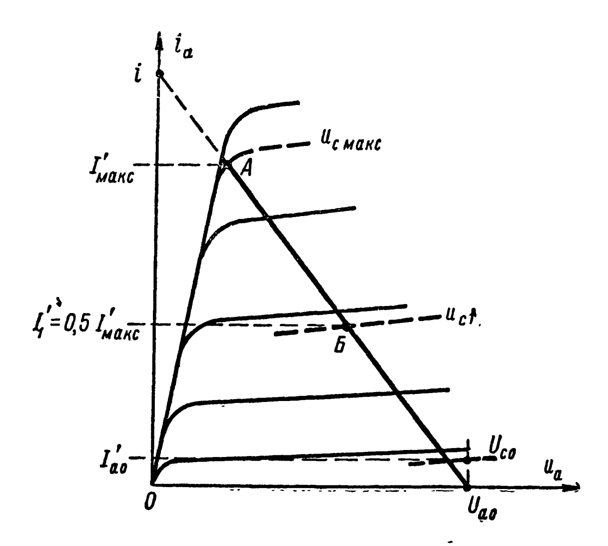


Рис. 6-23. К расчету каскада мощного усиления в режиме В с токами сетки.

При использовании в каскаде, работающем с токами сетки, генераторных триодов (триодов с большим μ, называемых также правыми триодами) найденная указанным выше образом точка покоя оказывается расположенной на нулевой характеристике лампы (характеристике для $u_c=0$) или близко к ней. В этом случае не нужно подавать на сетку отрицательное смещение, что упрощает и удешевляет каскад и является преимуществом правых триодов. Триоды с малым μ (левые, или модуляторные, триоды) и экранированные лампы при работе с токами сетки требуют отрицательного смещения на сетке.

Дальнейший расчет каскада с токами сетки не отличается от расчета каскада с экранированными лампами в режиме В без токов сетки. Выпрямитель смещения (если он есть) здесь должен иметь невысокое внутреннее сопротивление и быть нагруженным током порядка 0,3—0,5 от среднего значения анодного тока каскада при максимальном расчетном сигнале.

6-4. ПРЕДМОЩНЫЕ КАСКАДЫ

Назначение и предъявляемые требования

Предмощным каскадом называют каскад, подающий сигнал на каскад мощного усиления с токами сетки; к нему предъявляются особые требования.

В момент прохождения сеточного тока в цепи сетки мощного каскада этот ток нагружает предыдущий каскад, вследствие чего выходное напряжение последнего падает на величину, равную про-

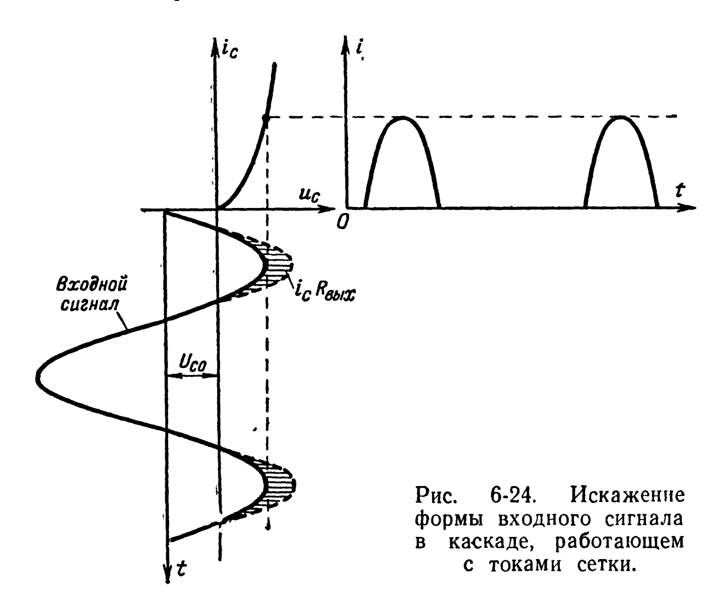


Рис. 6-24. Искажение формы входного сигнала в каскаде, работающем с токами сетки.

изведению мгновенного значения тока сетки i_c на выходное сопротивление $R_{вых}$ предыдущего каскада. Так как сеточный ток связан с напряжением на сетке нелинейной зависимостью и протекает лишь часть периода, форма напряжения сигнала на сетке лампы следующего каскада от влияния сеточных токов искажается (рис. 6-24).

Поэтому при работе каскада мощного усиления с токами сетки выходное сопротивление предмощного каскада вызывает в цепи сетки лампы мощного каскада появление дополнительных нелинейных искажений, увеличивающих коэффициент гармоник усилителя.

Для того чтобы эти дополнительные искажения были малы, выходное сопротивление предмощного каскада должно быть много меньше сопротивления сетка — катод лампы мощного каскада в момент прохождения сеточного тока. Кроме того, цепь сетки мощного каскада должна иметь малое сопротивление постоянному току, так как иначе сеточные токи создадут значительное дополнительное отрицательное смещение на сетке лампы мощного каскада.

Если выходное сопротивление предмощного каскада переменному току не превышает 0,2—0,3 сопротивления сетка — катод лампы мощного каскада $R_{с\,к}$, коэффициент гармоник от влияния токов сетки обычно возрастает не более чем на 2—3%. Это допустимо для усилителей большой мощности, так как их коэффициент гармоник снижают до нужного значения отрицательной обратной связью.

Значение $R_{с\,к}$ мощного каскада, работающего с токами сетки, находят следующим образом. Определив для верхней точки нагрузочной прямой значение анодного напряжения $u_{а.мин}$ по семейству статических характеристик тока управляющей сетки для различных напряжений на аноде находят максимальное значение сеточного тока I_{cm}, соответствующее напряжению на аноде $u_{а.мин}$ и напряжению на управляющей сетке $u_{с.макс}$. Величину $R_{с.к}$ узнают, поделив максимальную расчетную амплитуду сигнала на сетке U_{cm} на I_{cm}:

$$R_{с.к} \approx \frac{U_{cm}}{I_{cm}}\ . \tag{6-33}$$

Схемы предмощных каскадов и основы их расчета

Указанным выше требованиям удовлетворяют несколько схем, две из которых — трансформаторная схема и дроссельная схема с катодным выходом — являются наиболее употребительными.

Трансформаторный предмощный каскад (рис. 6-25) одновременно является инверсным. Для быстрого гашения нестационарных процессов, возникающих в трансформаторе от прохождения через его вторичную обмотку импульсов сеточного тока и искажающих форму сигнала, половины вторичной обмотки шунтируют резисторами $R_{ш\,п}$, сопротивление которых рассчитывают по формуле (5-24) и которые обеспечивают активность нагрузки трансформатора. Для этой же цели индуктивность рассеяния трансформатора, особенно индуктивность рассеяния между половинами его вторичной обмотки, делают возможно меньшей.

При использовании в трансформаторном предмощном каскаде триода, что обычно и имеет место, коэффициент трансформации трансформатора $n_п$, равный отношению числа витков половины вторичной обмотки к числу витков первичной, находят, исходя из допустимого выходного сопротивления по формуле

$$n_п = \frac{w_{2п}}{w_1} = \sqrt{\frac{0,3R_{с.к} - r_{2п}}{R_i + r_1}}\ , \tag{6-34}$$

где $r_{2п}$ — омическое сопротивление половины вторичной обмотки;
r_1 — омическое сопротивление первичной обмотки;
R_i — внутреннее сопротивление триода предмощного каскада в точке покоя.

Для получения достаточного коэффициента трансформации омическое сопротивление обмоток должно быть малым, что заставляет брать к. п. д. трансформатора предмощного каскада высоким (порядка 0,9 и выше) и приводит к его большим размерам и стоимости.

Коэффициент усиления трансформаторного предмощного каскада с триодом определяют по выражению

$$K_{ср} = \frac{\mu n_п R_п}{R_i\, n_п^2 + r_1\, n_п^2 + r_{2п} + R_п}\ , \tag{6-35}$$

где

$$R_п = \frac{R_{ш.п} R_{с.к}}{R_{ш.п} + 2R_{с.к}},$$

μ и R_i — параметры триода;

$R_{ш.п}$ — сопротивление шунта на половине вторичной обмотки.

В таком каскаде может быть использована и экранированная лампа (тетрод или пентод); при этом первичную обмотку трансформатора шунтируют резистором R_1 такой величины, чтобы суммарное сопротивление нагрузки оказалось оптимальным с точки зрения отдаваемой лампой мощности. При экранированной лампе $n_п$ и $K_{ср}$ находят по формулам (6-34) и (6-35), заменив в них R_i на R_1 и μ на SR_1, где S — крутизна анодного тока применяемой лампы в точке покоя.

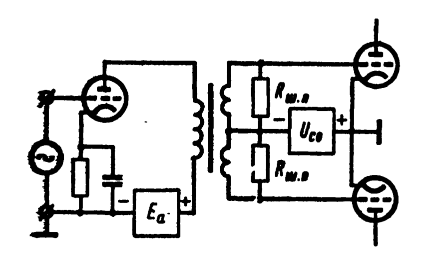


Рис. 6-25. Схема трансформаторного предмощного каскада.

Напряжение отрицательного смещения на сетке предмощного каскада берут, как и в обычном каскаде предварительного усиления, на 0,5—1 *в* больше максимальной расчетной амплитуды сигнала; если при этом положение точки покоя не обеспечивает работу каскада в режиме А, заменяют лампу на более мощную.

Трансформаторный предмощный каскад из-за вносимых им дополнительных искажений от нестационарных процессов в трансформаторе и трудности введения отрицательной обратной связи применяют лишь в усилителях небольшой мощности невысокого качества, где обратная связь имеет небольшую глубину или вовсе отсутствует.

В высококачественных усилителях большой мощности, работающих с токами сетки и имеющих глубокую отрицательную обратную связь для снижения искажений и помех, используют дроссельный предмощный каскад с катодным выходом (рис. 6-26), не имеющий недостатков трансформаторного. Такой каскад является двухтактным и может работать как в режиме А, так и в режиме В, но требует подачи на вход симметричного относительно общего провода напряжения сигнала большой амплитуды, так как его коэффициент усиления напряжения, как у катодного повторителя, немного меньше единицы.

В дроссельном предмощном каскаде можно применять как триоды (рис. 6-26, *а*), так и экранированные лампы (рис. 6-26, *б*). Выходное сопротивление плеча такого каскада при работе его в режиме В равно примерно $1/S_к$, где $S_к$ — крутизна катодного тока каждой из ламп, и может быть порядка 100 *ом* и ниже; при работе его в режиме А оно почти вдвое ниже этой величины. Вследствие малого выходного сопротивления дополнительные нелинейные искажения от токов сетки здесь получаются незначительными.

Лампы для каскада выбирают такие, которые могут при работе без токов сетки обеспечить импульс анодного тока, в 1,5—2 раза превышающий максимальное расчетное значение импульса сеточного

тока плеча мощного каскада. Напряжение источника питания анодной цепи предмощного каскада берут таким, чтобы каскад мог отдать амплитуду переменной составляющей выходного напряжения на 20—30% больше максимальной расчетной амплитуды напряжения сигнала на управляющих сетках мощного каскада.

Индуктивность катодного дросселя $L_к$ рассчитывают, исходя из допустимой величины его тока намагничивания на низшей рабочей частоте $f_н$, что приводит к выражению

$$L_к \geqslant \frac{U_{cm}}{3 f_н I_{cm}}, \tag{6-36}$$

где U_{cm} — максимальная расчетная амплитуда напряжения сигнала на управляющей сетке мощного каскада;

I_{cm} — максимальная расчетная амплитуда сеточного тока его плеча.

При такой индуктивности катодного дросселя вносимые каскадом в полосе рабочих частот частотные искажения и фазовые сдвиги ничтожны вследствие низкого выходного сопротивления последнего и могут при расчете усилителя не учитываться.

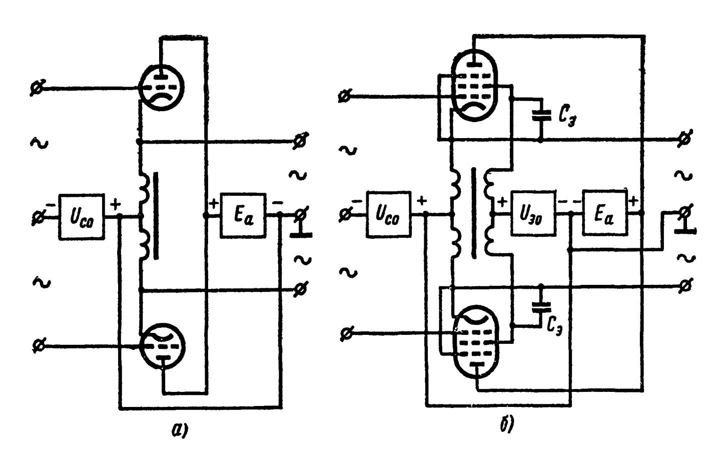


Рис. 6-26. Схемы дроссельных предмощных каскадов с катодным выходом.

а — с триодами; *б* — с экранированными лампами.

При использовании в дроссельном предмощном каскаде с катодным выходом экранированных ламп в тетродном или пентодном включении (рис. 6-26, *б*) для уничтожения потенциала сигнала между экранирующей сеткой и катодом положительное напряжение на экранирующие сетки подают через симметричную дополнительную обмотку на катодном дросселе, имеющую то же число витков, что и катодная обмотка, и намотанную в том же направлении. Чтобы цепь экранирующих сеток не ухудшала частотной и фазовой характеристик каскада, экранирующие сетки соединяют с катодами через конденсаторы $C_э$ емкостью порядка $0{,}1 \div 1$ *мкф*. Вместо дополни-

тельной обмотки на дросселе для подачи напряжения на экранирующие сетки можно использовать гасящие резисторы $R_э$, но при этом для получения тех же свойств каскада на нижних частотах емкость конденсаторов $C_э$ приходится сильно увеличивать.

6-5. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КАСКАДОВ МОЩНОГО УСИЛЕНИЯ

Кроме рассмотренных выше обычных трансформаторных схем каскадов мощного усиления, в усилителях находят применение специальные схемы, обладающие особыми свойствами. Рассмотрим наиболее употребительные из них.

Ультралинейный каскад

Ультралинейным каскадом называют трансформаторный каскад мощного усиления с экранированными лампами, у которого экранирующие сетки присоединены к отводам от определенного числа витков на первичной обмотке трансформатора (рис. 6-27).

При соединении экранирующих сеток с концами первичной обмотки или, что то же самое, с анодами, каскад с экранированными лампами приобретает свойства триодного каскада — низкое выходное сопротивление, хорошо демпфирующее подвижную систему электродинамического громкоговорителя, малый коэффициент гармоник, низкое к. п. д. и большое напряжение входного сигнала. При соединении экранирующих сеток с средней точкой первичной обмотки он приобретает свойства каскада с экранированными лампами — высокое выходное сопротивление, большой коэффициент гармоник, высокий к. п. д., малое входное напряжение. Подключив экранирующие сетки к определенным точкам первичной обмотки, можно получить каскад с промежуточными свойствами; такой каскад при правильно подобранных отводах от первичной обмотки имеет выходную мощность и к. п. д. лишь немного меньше, чем у каскада с экранированными лампами, а коэффициент гармоник и выходное сопротивление почти столь же низкие, как у каскада с триодами. Особенно сильно коэффициент гармоник снижается в ультралинейном каскаде при работе его в режиме В, который здесь обычно и применяют.

Необходимым условием получения от ультралинейного каскада хороших показателей, в особенности при работе в режиме В, является высокое качество выходного трансформатора. При конструировании последнего необходимо обращать особое внимание на максимальное снижение индуктивности рассеяния и собственной емкости трансформатора.

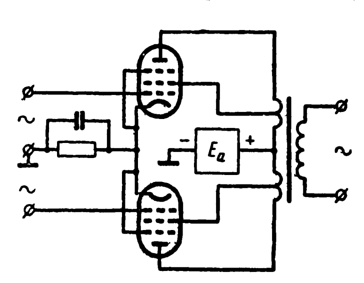


Рис. 6-27. Схема ультралинейного каскада.

Наивыгоднейшее место отводов от первичной обмотки, к которым присоединяют экранирующие сетки, зависит от типа применяемых ламп и находится экспериментально. Так, например, для

ламп типов 6П1П и 6П6С отвод делают от 0,22 $w_{1п}$, считая от средней точки; для ламп типов 6П14П и 6П3С — от 0,43 $w_{1п}$, где $w_{1п}$ — число витков половины первичной обмотки трансформатора[1].

Сопротивление анодной нагрузки плеча ультралинейного каскада выбирают так же, как для обычного двухтактного каскада с экранированными лампами; коэффициент трансформации выходного трансформатора находят, как для обычного двухтактного каскада. При конструировании трансформатора уделяют особое внимание уменьшению индуктивности рассеяния как между половинами первичной обмотки, так и между первичной и вторичной обмотками.

Бестрансформаторные каскады

Включение нагрузки непосредственно в выходную цепь усилительного элемента без выходного трансформатора позволяет устранить вносимые трансформаторы частотные, фазовые, переходные и нелинейные искажения, снизить размеры, вес и стоимость каскада, повысить его к. п. д. и избавиться от дополнительных нелинейных искажений из-за отсечки тока выходной цепи в режиме В.

Однако в обычных схемах непосредственное включение нагрузки в выходную цепь невозможно по ряду причин, одной из которых является прохождение через нагрузку постоянной составляющей выходного тока усилительных элементов, в большинстве случаев недопустимое для нагрузки и снижающее к. п. д. каскада вследствие потерь мощности от постоянной составляющей тока в сопротивлении нагрузки. Кроме того, при непосредственном включении нагрузки отсутствует возможность трансформации ее сопротивления, и для получения высокого к. п. д. каскада и хорошего использования усилительных элементов нагрузку приходится брать с сопротивлением, оптимальным для усилительных элементов (специальные громкоговорители с повышенным сопротивлением и т. п.).

Прохождение постоянной составляющей тока через нагрузку и обусловленное этим снижение к. п. д., а также вносимые трансформатором искажения и потери отсутствуют в *бестрансформаторном двухтактном каскаде с параллельным (несимметричным) выходом,* три варианта схемы которого даны на рис. 6-28; для упрощения здесь не показаны цепи подачи смещения на управляющие электроды усилительных элементов.

В вариантах рис. 6-28, *а* и *б* питание выходных цепей производится от двух одинаковых источников питания, соединенных последовательно, или одного источника с средней точкой. Здесь через нагрузку $R_н$, включенную в средний провод питания, не проходит постоянная составляющая тока, так как постоянные составляющие токов питания плеч $I_{ср1}$ и $I_{ср2}$, равные по величине, в том проводе направлены в противоположные стороны, а поэтому компенсируются. Переменные же составляющие токов плеч $I_{\sim 1}$ и $I_{\sim 2}$ проходят через нагрузку в одном направлении и складываются. Симметричное напряжение сигнала на вход каскада подают, как и при обычной двухтактной схеме, от трансформаторного или бестрансформаторного инверсного каскада.

Нетрудно видеть, что в таком каскаде усилительные элементы по отношению к источнику питания (т. е. по постоянному току) включены последовательно, а по отношению к нагрузке (или по переменному току) — параллельно; последнее снижает расчетное со-

[1] Более подробно об этом см. в брошюре В. К. Лабутина «Новое в технике высококачественного усиления», стр. 44, Госэнергоиздат, 1957.

противление нагрузки и приближает его к сопротивлению обычных электродинамических громкоговорителей.

Рассмотренный каскад может работать как в режиме А, так и в режиме В; для него пригодны как электронные лампы любых типов, так и транзисторы. При транзисторах каскад упрощается, так как здесь отпадает надобность в отдельных обмотках накала для ламп в различных плечах, катоды которых находятся под неодинаковым потенциалом относительно общего провода схемы. Кроме того, при транзисторах нередко удается так подобрать напряжение питания и режим работы каскада, что имеющееся сопротивление нагрузки оказывается оптимальным, что повышает отдаваемую каскадом мощность и его к. п. д.

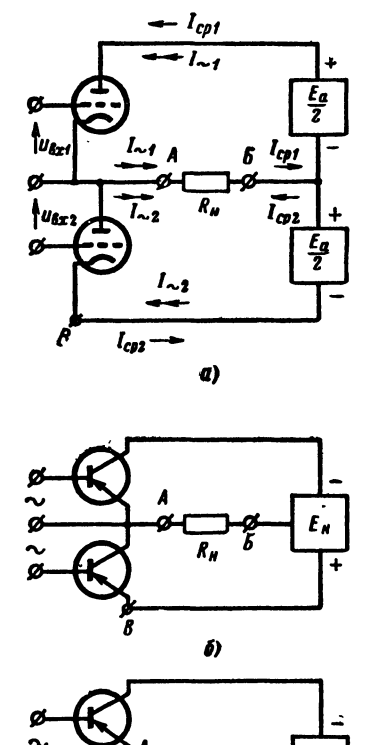


Рис. 6-28. Схемы бестрансформаторных двухтактных каскадов с параллельным выходом.

а — с лампами и двумя источниками анодного питания; *б* — с транзисторами и одним источником коллекторного питания со средней точкой; *в* — то же с источником питания без средней точки, но с разделительным конденсатором в цепи нагрузки.

При использовании в бестрансформаторном каскаде электронных ламп оптимальное сопротивление нагрузки оказывается во много раз выше сопротивления звуковой катушки обычного электродинамического громкоговорителя; поэтому такой каскад хорошо работает лишь на специальный громкоговоритель с повышенным сопротивлением. Если такого громкоговорителя нет, можно использовать обычный низкоомный громкоговоритель, включив его к точкам *А* и *Б* через трансформатор с нужным коэффициентом трансформации. В этом случае каскад, разумеется, будет уже не бестрансформаторным, но трансформатор будет обычным, без отвода от средней точки первичной обмотки и без постоянного подмагничивания сердечника. При работе такого каскада в режиме В искажений из-за отсечки тока в выходной цепи не будет, так как в обмотках трансформатора отсечки тока нет.

Для бестрансформаторного двухтактного каскада можно использовать один источник питания без средней точки (рис. 6-28, *в*); в этом случае нагрузку $R_н$ подключают параллельно нижнему усилительному элементу через разделительный конденсатор $C_р$ боль-

шой емкости, сопротивление которого на низшей рабочей частоте мало по сравнению с сопротивлением нагрузки.

Еще более простым по устройству при сохранении достоинств двухтактной схемы является *бестрансформаторный двухтактный каскад с параллельным выходом и параллельным входом,* принцип устройства которого изображен на рис. 6-29; цепи подачи смещения для упрощения схемы здесь также не показаны. Здесь используют транзисторы с одинаковыми параметрами и характеристиками, но противоположным характером проводимости — в одном плече транзистор типа *p-n-p*, в другом — транзистор типа *n-p-n*. Питание выход-

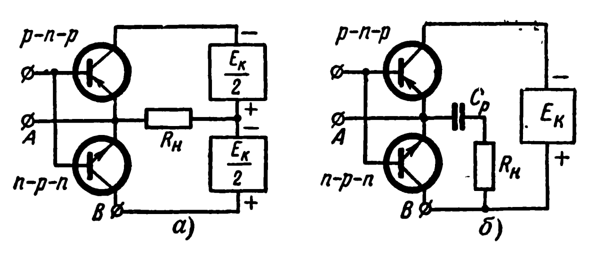


Рис. 6-29. Схемы бестрансформаторных двухтактных каскадов с параллельными выходом и входом.

а — с двумя источниками коллекторного питания; *б* — с одним источником питания и разделительным конденсатором.

ных цепей, как и в предыдущем случае, здесь можно производить от двух последовательно соединенных источников, одного источника с средней точкой или источника без средней точки с разделительным конденсатором.

В каскаде с параллельными выходом и входом, который иногда называют каскадом с дополнительной симметрией, выходная цепь транзисторов по постоянному току также включена последовательно, а по переменному — параллельно. Ввиду того, что транзисторы в его плечах имеют противоположную проводимость, а поэтому и противоположную полярность питающих напряжений, при подаче напряжения сигнала на управляющие электроды обоих плеч ток в одном плече растет, а в другом падает, и схема работает как двухтактная при подаче на вход несимметричного напряжения сигнала, не нуждаясь в инверсном каскаде.

Способ включения транзисторов в бестрансформаторных двухтактных каскадах может быть любым; общий провод предварительных каскадов, а также и инверсного, если он имеется, можно присоединить к точке *A* или к точке *B* (рис. 6-28, 6-29). В первом случае на предварительные каскады подается половина напряжения источника коллекторного питания, и на них поступает выходное напряжение бестрансформаторного каскада, которое необходимо отфильтровать; кроме того, при этом цепь питания предыдущих каскадов подключается параллельно верхнему плечу, что нарушает симметрию схемы.

Из указанных соображений общий провод целесообразнее подключать к точке *B*; это позволит использовать для питания предыдущих каскадов все напряжение источника питания. Однако в

этом случае при резистивном предыдущем каскаде транзисторы бестрансформаторной схемы оказываются включенными с общим коллектором, что требует подачи на вход напряжения сигнала, превышающего выходное напряжение. Столь большое напряжение сигнала обычный резистивный предыдущий каскад не может отдать даже при питании от полного напряжения источника. В результате напряжение питания бестрансформаторного каскада оказывается недоиспользованным, что снижает его к. п. д. Для устранения этого недостатка верхний конец резистора $R_к$ предварительного каскада

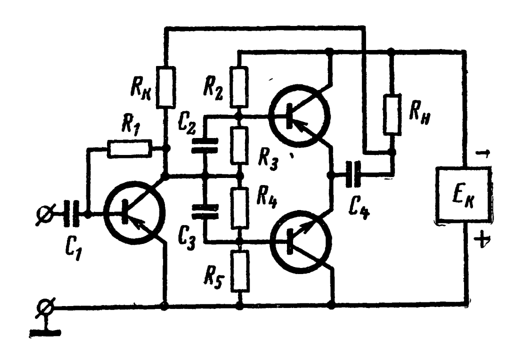


Рис. 6-30. Двухкаскадный бестрансформаторный усилитель с оконечным каскадом по схеме рис. 6-29, *б*, работающим в режиме В.

присоединяют к нижнему концу резистора нагрузки оконечного (рис. 6-30). Это увеличивает амплитуду питающего напряжения предварительного каскада примерно в 1,5 раза и позволяет полностью использовать напряжение питания и транзисторы оконечного каскада.

Напряжение смещения, необходимое для устранения нелинейных искажений при слабых сигналах и работе оконечного каскада в режиме В в схеме рис. 6-30 снимается с делителя из резисторов R_2, R_3, R_4, R_5; конденсаторы C_2 и C_3 устраняют падение напряжения сигнала на R_3 и R_4. Ток покоя коллектора транзистора предварительного каскада (левый транзистор на рис. 6-30) должен быть немного больше необходимой амплитуды входного тока оконечного каскада; сопротивление резистора $R_к$ берут таким, чтобы падение напряжения питания на нем в точке покоя составляло примерно $0,5E_к$. Резистор R_1 осуществляет коллекторную стабилизацию точки покоя предварительного каскада и рассчитывается обычным образом.

При известном сопротивлении нагрузки $R_н$ бестрансформаторного двухтактного каскада и заданной мощности в нагрузке $P_{\sim}$, для полного использования напряжения питания и получения высокого к. п. д. питающее напряжение должно быть строго определенным. Необходимую величину напряжения источника питания $E_к$ и максимальное значение тока коллектора $I'_{макс}$ для бестрансформатор-

ного двухтактного каскада, работающего в режиме В, в этом случае находят по формулам

$$E_к = 2\left[\sqrt{2P_{\backsim} R_н} + U_{ост}\right];$$

$$I'_{макс} = \sqrt{\frac{2P_{\backsim}}{R_н}}. \qquad (6\text{-}37)$$

Остаточное напряжение $U_{ост}$ при включении транзисторов с общим эмиттером или общим коллектором определяют по статическим выходным характеристикам выбранного транзистора для включения с общим эмиттером; при включении транзисторов с общей базой его считают равным нулю. Значение $I'_{макс}$ не должно превосходить максимального тока коллектора взятого транзистора; рассчитанное по формуле (6-37) $E_к$ не должно превышать 0,8—0,9 максимального напряжения между выходными электродами. В остальном расчет бестрансформаторного каскада мощного усиления не отличается от расчета обычного двухтактного транзисторного каскада.

Пример 6-7. Выберем транзисторы и напряжение питания для бестрансформаторного двухтактного каскада с параллельным выходом, собранного по схеме рис. 6-28, *в*; сопротивление нагрузки задано равным 12 *ом*, отдаваемая в нагрузку мощность должна составлять 5 *вт*.

Подставив заданные значения в формулу (6-37) для $I'_{макс}$, найдем:

$$I'_{макс} = \sqrt{\frac{2 \cdot 5}{12}} = 0{,}91\ a.$$

Такое максимальное значение тока коллектора может обеспечить транзистор П201, который и применим в каскаде; если транзисторы каскада будут включены с общим эмиттером или общим коллектором, остаточное напряжение для П201 при таком максимальном токе коллектора, как видно из его статических выходных характеристик для включения с общим эмиттером, составит примерно 1 *в*. Отсюда необходимое напряжение источника питания каскада

$$E_к = 2\left[\sqrt{2P_{\backsim} R_н} + U_{ост}\right] = 2\left[\sqrt{2 \cdot 5 \cdot 12} + 1\right] \approx 24\ в,$$

что не превосходит допустимого значения для П201.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ
ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

7-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

Обратная связь представляет собой передачу сигналов из последующих цепей в предыдущие, т. е. в направлении, обратном нормальному — например, из выходной цепи усилительного элемента или усилителя в его входную цепь (рис. 7-1); здесь и далее K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи, равный отношению его выходного напряжения к входному, и β — коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи, равный отношению ее выходного напряжения $U_{св}$ к выходному напряжению усилителя, являющемуся входным напряжением цепи обратной связи,

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \quad \beta = \frac{U_{св}}{U_{вых}}. \qquad (7\text{-}1)$$

Обратная связь может вызываться:

1) Физическими свойствами и конструкцией усилительных элементов; такую обратную связь называют *внутренней обратной связью.*

2) Паразитными индуктивными, емкостными и другими связями между входными и выходными цепями, создающими пути для обратной передачи сигналов; такую обратную связь называют *паразитной обратной связью.*

3) Специально вводимыми цепями, намеренно создающими в устройстве обратную связь для изменения его свойств в нужном направлении; такую связь называют *полезной обратной связью* или просто обратной связью.

Паразитные обратные связи не всегда поддаются расчету и могут ухудшать свойства усилителя; поэтому их стремятся ослабить настолько, чтобы они не изменяли его свойств. Меры ослабления паразитных обратных связей рассмотрены в гл. 9.

Цепь обратной связи вместе с частью схемы усилителя, которую она охватывает, образует замкнутую петлю, называемую *петлей обратной связи.* Если в усилителе имеется одна петля обратной связи, связь называют *однопетлевой* (рис. 7-2, *а*); если петель обратной связи несколько, связь называют *многопетлевой* (рис. 7-2, *б* и *в*). Если в петле обратной связи, охватывающей весь усилитель или его часть имеются более мелкие петли, охватывающие один каскад, последние называют *местными петлями обратной связи* или *местными обратными связями* (рис. 7-2, *в*).

Существуют различные способы подключения цепи обратной связи к выходной и входной цепям усилителя. Если цепь обратной

связи присоединена к выходу усилителя параллельно нагрузке $Z_н$, напряжение обратной связи будет прямо пропорционально напряжению на нагрузке (рис. 7-3, *а*); такую обратную связь называют *обратной связью по напряжению* или *параллельной по выходу обратной связью*. Если же цепь обратной связи подключена к выходу усилителя последовательно с нагрузкой, напряжение обратной связи будет прямо пропорционально току в нагрузке (рис. 7-3, *б*); такую обратную связь называют *обратной связью по току* или *последовательной по выходу обратной связью*. Возможна комбинация этих способов, при которой напряжение обратной связи имеет составляющую, пропорциональную напряжению на нагрузке, и составляющую, пропорциональную току в нагрузке; такую обратную связь называют *мостовой по выходу*, или *смешанной по выходу обратной связью* (рис. 7-3, *в*).

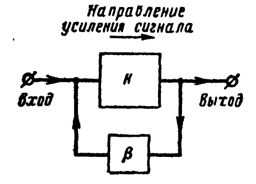


Рис. 7-1. Схема обратной связи.

Если цепь обратной связи подключается ко входу усилителя последовательно с источником сигнала (рис. 7-4, *а*), обратную связь называют *последовательной по входу*, или просто *последовательной обратной связью*. Если же цепь обратной связи подключается ко входу параллельно источнику сигнала (рис. 7-4, *б*), обратную связь называют *параллельной по входу*, или просто *параллельной обратной связью*. При комбинированном способе подключения ко входу (рис. 7-4, *в*) обратную связь называют *мостовой по входу*, или *смешанной по входу обратной связью*.

На практике цепи усилителя и цепи обратной связи нередко бывают сложными и трудно определить, какой из типов обратной связи имеет место в рассматриваемой схеме. В этих случаях иногда может помочь следующий способ. Мысленно закоротим нагрузку усилителя; если при этом напряжение обратной связи исчезнет, то в схеме обратная связь по напряжению. Если же напряжение обратной связи исчезнет не при замыкании нагрузки, а при ее обрыве, то в схеме обратная связь по току. Если напряжение обратной связи не исчезнет ни при обрыве, ни при замыкании нагрузки, то в схеме смешанная по выходу обратная связь

Если напряжение обратной связи перестает подаваться на вход схемы при обрыве цепи источника сигнала, то в схеме последова-

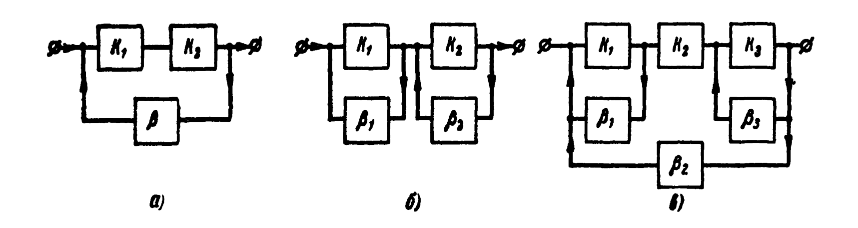


Рис. 7-2. Виды обратной связи.

а — однопетлевая; *б* и *в* — многопетлевая.

тельная обратная связь. Если же оно перестает подаваться на вход при коротком замыкании источника сигнала, то связь параллельная. Если напряжение обратной связи подается на вход как при обрыве цепи источника сигнала, так и при его замыкании, то в схеме смешанная по входу обратная связь.

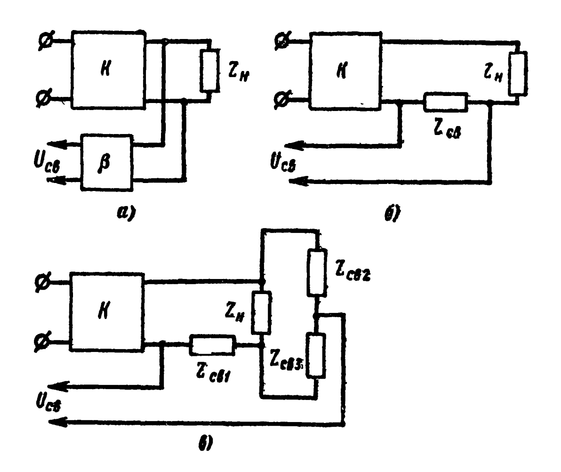


Рис. 7-3. Способы снятия обратной связи.

а — связь по напряжению; *б* — связь по току; *в* — смешанная по выходу обратная связь.

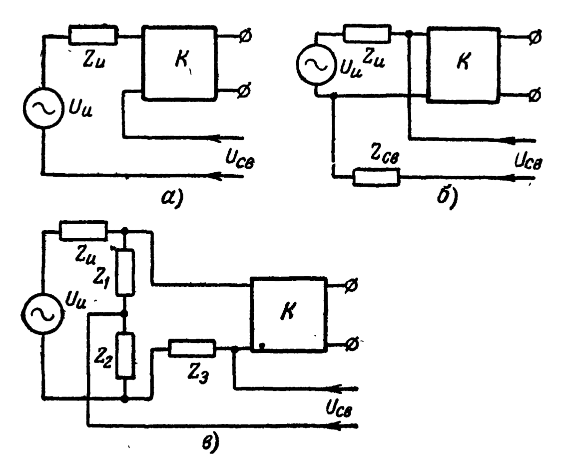


Рис. 7-4. Способы введения обратной связи.

а — последовательная обратная связь; *б* — параллельная обратная связь; *в* — смешанная по входу обратная связь.

Если напряжение обратной связи $U_{св}$ совпадает по фазе с входным напряжением U и имеет одинаковое с ним направление (рис. 7-5, *а*), обратную связь называют *положительной*. Если же напряжение обратной связи имеет направление, противоположное входному напряжению (рис. 7-5, *б*), обратную связь называют *отрицательной*. При сдвиге фаз между напряжением обратной связи и входным напряжением, отличном от 0 и 180°, обратную связь называют *комплексной*.

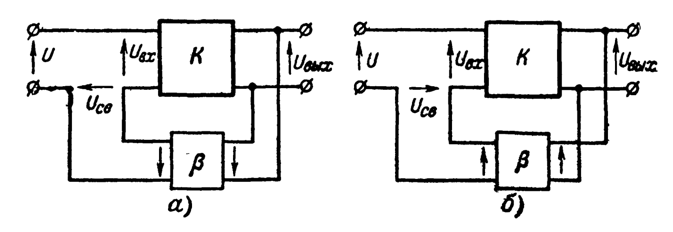


Рис. 7-5. Положительная (*а*) и отрицательная (*б*) обратная связь.

Отрицательная обратная связь улучшает большинство свойств усилителя, а поэтому ее широко используют в современных усилителях.

7-2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ

Обратная связь изменяет основные свойства усилителя, а именно: коэффициент усиления, коэффициент гармоник, стабильность усиления, входное и выходное сопротивления, частотную, фазовую и переходную характеристики и др.

Обозначим через $K_{св}$ коэффициент усиления усилителя с обратной связью, равный отношению выходного напряжения усилителя $U_{вых}$ к напряжению U, подаваемому на вход схемы (рис. 7-5); тогда составив и решив уравнения Кирхгофа для схем, изображенных на рис. 7-5, получим:

для положительной обратной связи (рис. 7-5, *а*)

$$K_{св} = \frac{U_{вых}}{U_{вх} - U_{св}} = \frac{K}{1 - \dfrac{U_{св}}{U_{вх}}} = \frac{K}{1 - \beta K} \tag{7-2}$$

и для отрицательной обратной связи (рис. 7-5, *б*)

$$K_{св} = \frac{K}{1 + \dfrac{U_{св}}{U_{вх}}} = \frac{K}{1 + \beta K}. \tag{7-3}$$

Эти уравнения показывают, что положительная обратная связь при $\beta K < 1$ увеличивает коэффициент усиления усилителя, а отрицательная обратная связь при любой величине βK уменьшает коэффициент усиления в $1 + \beta K$ раз. Произведение βK представляет со-

бой коэффициент усиления вдоль петли обратной связи, а поэтому его называют *петлевым усилением*; величину $1+\beta K$ называют *глубиной обратной связи.*

Если обозначить через $U_п$ напряжение помехи или искажений, появляющееся (генерируемое) в выходной цепи усилителя без обратной связи при отдаче им расчетной мощности сигнала в нагрузку, и через $U_{п.св}$ напряжение той же помехи или искажений при введенной обратной связи и той же мощности сигнала в нагрузке, то аналогичным способом можно найти, что при отрицательной обратной связи

$$U_{п.св}=\frac{U_п}{1+\frac{U_{св}}{U_{вх}}}=\frac{U_п}{1+\beta K}; \qquad (7\text{-}4)$$

отсюда и коэффициент гармоник усилителя с обратной связью $k_{г.св}$ при отрицательной обратной связи оказывается меньше коэффициента гармоник того же усилителя при той же выходной мощности без обратной связи $k_г$:

$$k_{г.св}=\frac{k_г}{1+\beta K}. \qquad (7\text{-}5)$$

Следовательно, отрицательная обратная связь уменьшает вносимые усилителем помехи и его коэффициент гармоник в $1+\beta K$ раз. Положительная обратная связь влияет на помехи и искажения обратным образом; при $\beta K<1$ она увеличивает помехи, искажения и коэффициент гармоник в $\frac{1}{1-\beta K}$ раз.

Вследствие снижения отрицательной обратной связью внутренних помех усилителя, фона и нелинейных искажений ее широко используют в мощных усилителях, работающих в режиме В и с токами сетки, а также в многоканальных усилителях дальней связи. Применение отрицательной обратной связи позволяет получить высококачественное усиление с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями при высоком к. п. д. устройства. Правда, снижение усиления, вызываемое ее введением, заставляет повышать усиление предварительного усилителя, в который для этой цели нередко вводят дополнительный каскад. Однако стоимость последнего ничтожна по сравнению с экономией, которая получается из-за уменьшения стоимости и размеров всего устройства, улучшения его показателей и сокращения эксплуатационных расходов.

Приравняв $k_{г.св}$ или $U_{п.св}$ к допустимому коэффициенту гармоник $k_{г.доп}$ или допустимому напряжению помех $U_{п.доп}$ и решив уравнения (7-4) и (7-5) относительно $U_{св}$, получим формулы, позволяющие рассчитать необходимое напряжение отрицательной обратной связи по известному входному напряжению усилителя без обратной связи, коэффициенту гармоник или напряжению помех без обратной связи и допустимому коэффициенту гармоник или допустимому напряжению помех

$$U_{св}=U_{вх}\left(\frac{k_г}{k_{г.доп}}-1\right); \quad U_{св}=U_{вх}\left(\frac{U_п}{U_{п.доп}}-1\right). \qquad (7\text{-}6)$$

Так, например, если коэффициент гармоник каскада мощного усиления равен 8% при расчетной выходной мощности, отдаваемой

каскадом, и входном напряжении сигнала 12 *в*, а допустимое значение коэффициента гармоник составляет 3%, то в каскад необходимо ввести напряжение отрицательной обратной связи:

$$U_{\text{св}} = U_{\text{вх}} \left(\frac{k_{\text{г}}}{k_{\text{г.доп}}} - 1 \right) = 12 \left(\frac{8}{3} - 1 \right) = 20\,в;$$

при этом на вход каскада с обратной связью придется подать напряжение сигнала уже не 12 *в*, а 12+20=32 *в*, которое и должен отдавать предварительный усилитель.

В рабочих условиях коэффициент усиления усилителя изменяется вследствие ряда причин. Основными из них являются: непостоянство напряжения источников питания, температуры, давления или влажности окружающей среды, старение усилительных элементов и деталей межкаскадной связи. Уменьшить изменения усиления можно стабилизацией напряжений питания и температуры окружающей среды; однако это сложно, дорого и в ряде случаев не позволяет получить нужного постоянства коэффициента усиления.

Введение в усилитель отрицательной обратной связи уменьшает изменения коэффициента усиления или, что то же самое, увеличивает стабильность коэффициента усиления во столько же раз, во сколько снижается сам коэффициент усиления,

$$q_{\text{св}} = \frac{q}{1 + \beta K} = \frac{q}{1 + \frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}}, \tag{7-7}$$

здесь $q_{\text{св}}$ — относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью;

q — относительное изменение коэффициента усиления усилителя без обратной связи в тех же условиях.

Вследствие этого отрицательную обратную связь используют в усилителях, коэффициент усиления которых должен мало изменяться в рабочих условиях, например, в усилителях измерительных приборов, усилителях дальней связи и т. п.

Решив уравнение (7-7) относительно $U_{\text{св}}$ и приравняв $q_{\text{св}}$ допустимому относительному изменению коэффициента усиления $q_{\text{доп}}$, получим расчетную формулу для определения необходимой величины напряжения обратной связи:

$$U_{\text{св}} = U_{\text{вх}} \left(\frac{q}{q_{\text{доп}}} - 1 \right).$$

Например, если известно, что при возможных колебаниях напряжения источников питания и изменениях окружающей температуры относительное изменение коэффициента усиления усилителя без обратной связи равно 0,1, или 10%, а допустимое изменение коэффициента усиления в этих условиях составляет 0,005, или 0,5%, то при входном напряжении усилителя без обратной связи, равном 0,15 *в*, во входную цепь усилителя необходимо ввести напряжение отрицательной обратной связи, равное

$$U_{\text{св}} = U_{\text{вх}} \left(\frac{q}{q_{\text{доп}}} - 1 \right) = 0{,}15 \left(\frac{0{,}1}{0{,}005} - 1 \right) = 2{,}85\,в,$$

что снизит коэффициент усиления усилителя в

$$1+\beta K=\frac{q}{q_{\text{доп}}}=\frac{0{,}1}{0{,}005}=20\ \text{раз},$$

одновременно уменьшив во столько же раз изменение коэффициента усиления.

При введении отрицательной обратной связи для стабилизации коэффициента усиления ею необходимо охватывать все каскады усилителя, так как усиление каждого из них может изменяться, при использовании же обратной связи для снижения коэффициента гармоник усилителя ею нередко достаточно охватить лишь оконечный каскад, так как обычно он вносит основные нелинейные искажения.

Рассмотренные свойства отрицательной обратной связи (умень-

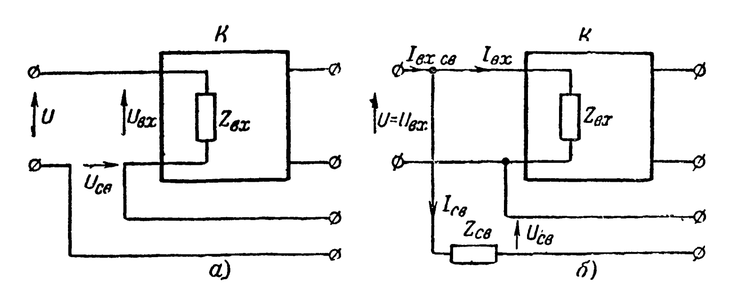


Рис. 7-6. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя.

а — при последовательной: *б* — при параллельной обратной связи.

шение усиления, помех и нелинейных искажений, повышение стабильности усиления усилителя) являются общими для всех способов снятия обратной связи с выхода усилителя и введения ее во входную цепь; влияние же обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя зависит от способа ее снятия и введения.

Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя зависит от способа ее подачи во входную цепь; при последовательной отрицательной обратной связи входное сопротивление увеличивается (рис. 7-6, *а*):

$$Z_{\text{вх.св}}=Z_{\text{вх}}(1+\beta K)=Z_{\text{вх}}\left(1+\frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}\right), \tag{7-8}$$

в результате чего растет активная составляющая входного сопротивления и падает динамическая входная емкость

$$R_{\text{вх.св}}=R_{\text{вх}}(1+\beta K)=R_{\text{вх}}\left(1+\frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}\right);$$

$$C_{\text{вх.д.св}}=\frac{C_{\text{вх.д}}}{1+\beta K}=\frac{C_{\text{вх.д}}}{1+\frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}}. \tag{7-9}$$

Здесь $Z_{вх}$, $R_{вх}$, $C_{вх.д}$ — полное входное сопротивление, его активная составляющая и динамическая входная емкость усилителя без обратной связи; $Z_{вх.св}$, $R_{вх.св}$, $C_{вх\ д\ св}$ — те же величины для усилителя с обратной связью.

Физически повышение входного сопротивления и уменьшение динамической входной емкости при последовательной отрицательной обратной связи объясняется тем, что напряжение обратной связи $U_{св}$ вычитается из подаваемого на вход схемы напряжения U и ко входу усилителя оказывается приложенным напряжение $U - U_{св}$, меньшее, чем U; в результате входной ток усилителя падает, сопротивление входной цепи возрастает, а динамическая входная емкость уменьшается.

При параллельной отрицательной обратной связи входное сопротивление усилителя уменьшается (рис. 7-6, *б*), определяясь выражением:

$$Z_{вх.св} = \frac{Z_{вх} Z_{св}}{1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}} : \left(Z_{вх} + \frac{Z_{св}}{1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}} \right), \qquad (7\text{-}10)$$

где $Z_{св}$ — сопротивление цепи обратной связи.

При параллельной отрицательной обратной связи параллельно входу усилителя подключается сопротивление $Z_{св}$, к которому приложено напряжение $U_{вх} + U_{св} = U_{вх}\left(1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}\right)$; это эквивалентно подключению параллельно входу усилителя сопротивления $\frac{Z_{св}}{1 + \frac{U_{св}}{U_{вх}}} = \frac{Z_{св}}{1 + \beta K}$, что подтверждается выражением (7-10).

Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя зависит от способа ее снятия с выходной цепи; при отрицательной обратной связи по напряжению выходное сопротивление падает (рис. 7-7, *а*):

$$Z_{вых.св} = \frac{Z_{вых}}{1 + \frac{U_{св.х.х}}{U_{вх}}}, \qquad (7\text{-}11)$$

а при отрицательной обратной связи по току — повышается (рис. 7-7, *б*):

$$Z_{вых.св} = Z_{вых}\left(1 + \frac{U_{св.к.з}}{U_{вх}}\right), \qquad (7\text{-}12)$$

где $Z_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи;
$U_{св.х.х}$ — напряжение обратной связи при холостом ходе, т. е. при отключенной от выхода усилителя нагрузке;
$U_{св.к.з}$ — напряжение обратной связи при коротком замыкании нагрузки усилителя.

Снижение отрицательной обратной связью по напряжению выходного сопротивления усилителя объясняется тем, что при возрастании сопротивления нагрузки растет выходное напряжение усилителя, а с ним и напряжение обратной связи, пропорциональное в данном случае выходному напряжению. В результате напряжение на входе усилителя, равное разности ($U - U_{св}$), падает, и выходное напряжение поэтому возрастает меньше, чем при отсутствии обратной связи, что эквивалентно снижению выходного сопротивления усилителя. При связи по току возрастание сопротивления на-

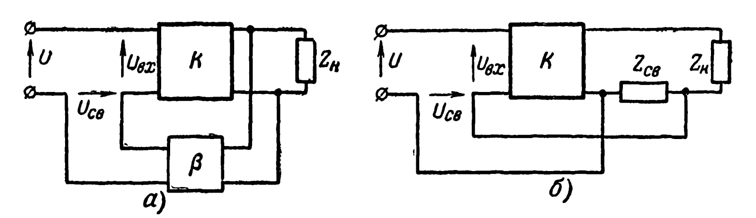


Рис. 7-7. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя.

а — при связи по напряжению; *б* — при связи по току.

грузки, наоборот, приводит к уменьшению напряжения обратной связи, в результате чего выходное напряжение растет больше, чем без обратной связи, а это эквивалентно повышению выходного сопротивления усилителя.

Вследствие способности уменьшать выходное сопротивление усилителя отрицательную обратную связь по напряжению применяют в мощных радиовещательных усилителях, работающих на трансляционную сеть, а также в усилителях с высоким выходным сопротивлением, работающих на нагрузку, сопротивление которой зависит от частоты (например, на электродинамический громкоговоритель). Снижение выходного сопротивления усилителя отрицательной связью по напряжению уменьшает рост выходного напряжения при выключении абонентов трансляционной сети или при изменении сопротивления нагрузки с частотой, стабилизируя тем самым выходное напряжение.

Расчет необходимого напряжения отрицательной обратной связи по напряжению производят по заданной величине повышения выходного напряжения усилителя H при полном отключении нагрузки (как говорят, при сбросе нагрузки) по формуле

$$U_{св} = U_{вх}\frac{1 - a(H-1)}{(1+a)(H-1)}, \qquad (7\text{-}13)$$

где H — коэффициент повышения выходного напряжения при сбросе нагрузки, равный отношению выходного напряжения при отключенной от выхода усилителя нагрузки $U_{вых\,х.х}$ к выходному напряжению при нормальной нагрузке $U_{вых}$;

$a = R_{\sim}/R_i$ — коэффициент нагрузки выходной цепи оконечного каскада усилителя, равный отношению сопротивления нагрузки выходной цепи к выходному сопротивлению усилительного элемента.

При значениях $a \ll 1$, что имеет место в каскадах мощного усиления с экранированными лампами, а также в транзисторных каскадах мощного усиления с общей базой или общим эмиттером, формула (7-13) упрощается, принимая вид

$$U_{\text{св}} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{(H-1)}. \qquad (7\text{-}14)$$

Например, если допустимое повышение H выходного напряжения усилителя при сбросе нагрузки не должно превышать 3 *дб*, т. е. 1,41, а коэффициент нагрузки выходной цепи оконечного каскада $a=0{,}1$ и входное напряжение $U_{\text{вх}}$ части усилителя, охватываемой обратной связью, составляет 10 *в*, напряжение отрицательной обратной связи, которое нужно ввести во входную цепь, составит:

$$U_{\text{св}} = U_{\text{вх}} \frac{1-a(H-1)}{(1+a)(H-1)} = 10 \frac{1-0{,}1(1{,}41-1)}{(1+0{,}1)(1{,}41-1)} = 21{,}3\,\textit{в}.$$

Расчет $U_{\text{св}}$ по приближенной формуле (7-14) дает 24,4 *в*, что с запасом обеспечит заданное значение H.

Если в усилителе будет использована последовательная обратная связь, то на вход охваченной ею части усилителя необходимо подать напряжение сигнала, равное 10+21,3=31,3 *в*; при параллельной обратной связи входное напряжение останется равным 10 *в*, но предварительный усилитель должен отдать эти 10 *в* при работе на нагрузку со значительно меньшим сопротивлением, чем при отсутствии обратной связи.

Формулы (7-5)—(7-14) справедливы лишь для частот, на которых ни усилитель, ни цепь обратной связи не вносят заметных фазовых сдвигов. При наличии больших фазовых сдвигов в усилителе или цепи обратной связи приведенные выше формулы остаются справедливыми, если в них подставить значения βK (или $U_{\text{св}}$ и $U_{\text{вх}}$) в комплексной форме.

Обратная связь, изменяя коэффициент усиления усилителя, изменяет при этом его частотную, фазовую и переходную характеристики. Если цепь обратной связи в рассматриваемой полосе частот не вносит частотных искажений и фазовых сдвигов, обратную связь называют *частотно-независимой.* Частотно-независимая отрицательная обратная связь уменьшает частотные искажения и фазовые сдвиги, вносимые усилителем, а частотно-независимая положительная обратная связь увеличивает их.

Если же цепь обратной связи в рассматриваемой полосе частот

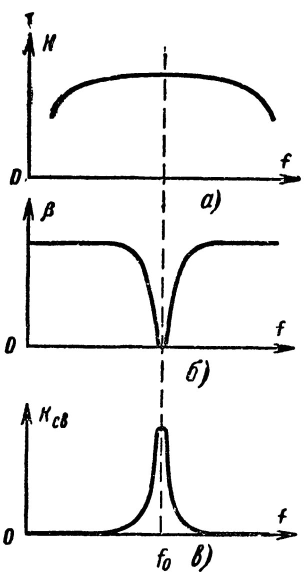


Рис. 7-8. Влияние частотно-зависимой отрицательной обратной связи на частотную характеристику усилителя.

вносит частотные искажения и фазовые сдвиги, обратную связь называют *частотно-зависимой*. Если в усилитель, не вносящий в рассматриваемой полосе частот частотных искажений и фазовых сдвигов, ввести частотно-зависимую отрицательную обратную связь, то частотная и фазовая характеристики устройства будут обратны частотной и фазовой характеристикам цепи обратной связи. Этим свойством частотно-зависимой отрицательной обратной связи пользуются для изменения характеристик усилителя без введения в его цепи каких-либо элементов. Так, например, для получения усилителя с остро избирательной частотной характеристикой, изображенной на рис. 7-8, *в*, в цепь отрицательной обратной связи резистивного усилителя, имеющего частотную характеристику, изображенную на рис. 7-8, *а*, достаточно включить четырехполюсник (например, двойной Т-образный мост, описанный на стр. 278—280) с частотной характеристикой, изображенной на рис. 7-8, *б*.

Частотную и фазовую характеристики усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью можно построить графическим способом. Для этого нужно иметь частотную и фазовую характеристики как усилителя без обратной связи, так и цепи обратной связи. Запись исходных данных и получаемых результатов удобно вести по следующей форме:

№	f	K	$\frac{1}{K}$	φ°	β	φ°_β	$\frac{1}{K_{св}}$	$K_{св}$	$\varphi^\circ_{св}$
1	50	56,5	0,0177	55,5	0,0198	12	0,0310	32,3	19,7
2	100	81	0,01235	36	0,0199	6	0,0302	33,1	9,9
3	200	94	0,0106	20	0,02	3	0,0301	33,2	5
. .	.	. .		.	. . .		. . .	. .	. . .
. .	.	. .		.	. . .	.	. . .	. .	. . .

Здесь f — частота, *гц*; K — коэффициент усиления напряжения усилителя; φ — вносимый усилителем сдвиг фазы; β — коэффициент передачи цепи обратной связи; φ_β — угол сдвига фазы цепи обратной связи; $K_{св}$ — коэффициент усиления усилителя с обратной связью; $\varphi_{св}$ — угол сдвига фазы усилителя с обратной связью.

Построение ведут следующим образом. От центра *0* (рис. 7-9) откладывают значения $1/K$ под углами φ к горизонтальной оси для ряда частот, в области которых хотят построить характеристики с обратной связью. Положительным значением $1/K$ (и φ, равным нулю) считают направление вправо по горизонтали, а положительным значением φ — направление по часовой стрелке. У концов отрезков $1/K$ помечают частоты, для которых они отложены. Затем от того же центра *0* откладывают для тех же частот значения β под углами φ_β к горизонтальной оси, считая положительным направлением β (и φ_β, равным нулю) направление влево по горизонтали, а положительным значением φ_β — направление против часовой стрелки; у концов отложенных значений β также помечают частоты. Длина прямых, соединяющих концы отложенных отрезков $1/K$ и β для одинаковых частот в выбранном масштабе горизонтальной оси (прямые

1, *2*, *3* на рис. 7-9) определяет значение $1/K_{св}$ для этих частот, а угол прямых с горизонтальной осью — значение $\varphi_{св}$. Началом прямых следует считать концы отрезков β, их положительным направлением (и значением $\varphi_{св}$, равным нулю,) — направление вправо по горизонтали, а положительным направлением $\varphi_{св}$ — направление по часовой стрелке.

Для примера на рис. 7-9 и в приведенной выше форме записи дано определение трех точек частотной и фазовой характеристик усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью; характеристики усилителя без обратной связи и характеристики цепи обратной связи записаны в графах 2, 4, 5 и 6. Как видно из ре-

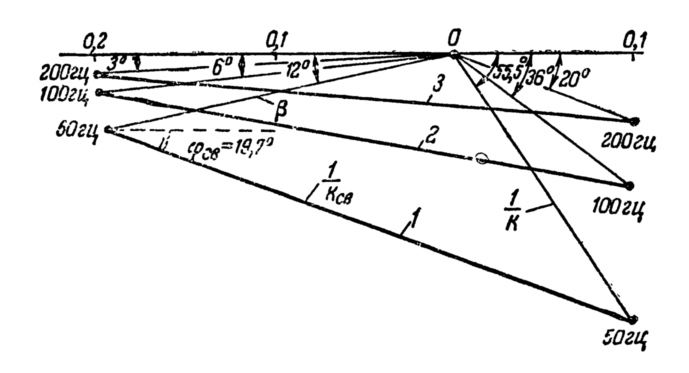


Рис. 7-9. Построение частотной и фазовой характеристик усилителя с частотно-зависимой отрицательной обратной связью.

зультата, записанного в графах 8 и 9 отрицательная обратная связь в данном случае сильно улучшила как частотную, так и фазовую характеристики устройства.

Построение частотной и фазовой характеристик усилителя с частотно-независимой отрицательной обратной связью производится проще. В этом случае, отложив значения $1/K$, как и при частотно-зависимой обратной связи, отмечают на горизонтальной оси слева от центра *0* на расстоянии β точку; соединяя эту точку поочередно с концами отложенных отрезков $1/K$ прямыми, по длине и углу этих прямых по отношению к горизонтальной оси определяют искомые значения $1/K_{св}$ и $\varphi_{св}$.

Так как обратная связь изменяет частотную и фазовую характеристики усилителя, она меняет и его переходную характеристику. Однако способы определения переходной характеристики усилителя с обратной связью сложны и не могут быть здесь изложены. Одним из способов, не требующим применения высшей математики, является построение переходной характеристики усилителя с обратной связью по его частотной и фазовой характеристикам с обратной связью, найденным описанным выше методом.

7-3. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Одной из основных трудностей проектирования и наладки усилителей с обратной связью является устранение самовозбуждения, возникающего в неправильно рассчитанном или плохо сконструированном усилителе с обратной связью.

Из выражения (7-2) видно, что при положительной обратной связи и $\beta K=1$ значение $K_{св}$ становится бесконечно большим, так как при этом знаменатель правой части равенства обращается в нуль. В этом случае даже при отсутствии сигнала на входе усилителя ничтожно малые составляющие напряжения его собственных шумов усилятся до полной амплитуды выходного напряжения. Такое явление называют самовозбуждением усилителя. При положительной обратной связи и значении $\beta K>1$ усилитель обычно также самовозбуждается.

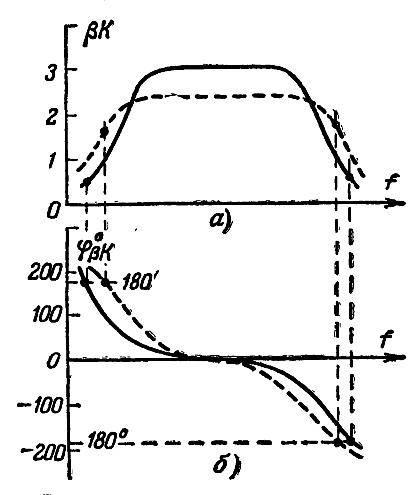


Рис. 7-10. Определение устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью по частотной и фазовой характеристикам петли обратной связи.

Пунктирные кривые — частотная и фазовая характеристики петли обратной связи усилителя, неустойчивого как на нижних, так и на верхних частотах: сплошные кривые — то же, для усилителя, устойчивого как на нижних, так и на верхних частотах.

Самовозбудившийся усилитель, загруженный возникшими в нем собственными колебаниями, не усиливает подаваемые на вход сигналы; поэтому самовозбуждение усилителя недопустимо.

На основании сказанного выше может показаться, что самовозбуждение возможно лишь в усилителе с положительной обратной связью и невозможно в усилителе с отрицательной обратной связью, так как знаменатель правой части выражения (7-3) всегда больше единицы и $K_{св}$ не может обратиться в бесконечность. Однако на самом деле это не так. Самовозбуждение может возникнуть и в усилителе с отрицательной обратной связь из-за того, что на частотах, где усилитель вместе с цепью обратной связи вносит сдвиг фазы 180°, отрицательная обратная связь превращается в положительную, и если на этих частотах значение βK равно или больше единицы, то усилитель самовозбуждается.

Так как сдвиг фазы цепи βK (усилителя вместе с цепью обратной связи) достигает 180° обычно за пределами рабочей полосы частот, самовозбуждение усилителей с отрицательной обратной связью обычно происходит на очень низких или очень высоких частотах, выходящих за пределы рабочей полосы частот.

Устойчивым усилителем называют такой усилитель, который в условиях эксплуатации (при включении и выключении, изменении нагрузки, регулировании усиления, замене усилительных элементов и деталей схемы и т. д.) не самовозбуждается. Из сказанного следует, что для суждения об устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью необходимо знать частотную и фазовую характеристики усилителя без обратной связи и цепи обратной связи. Перемножив значения коэффициента усиления усилителя K и коэффициента передачи цепи обратной связи β для одинаковых частот, строят частотную характеристику петли обратной связи $\beta K = \Psi(f)$ (рис. 7-10, *а*); сложив значения угла сдвига фазы усилителя φ и угла сдвига фазы цепи обратной связи φ_β для одинаковых частот, строят зависимость угла сдвига фазы петли обратной связи $\varphi_{\beta K}$ от частоты, т. е. фазовую характеристику петли обратной связи, проходящую через 0° на средних частотах (рис. 7-10, *б*).

Если на частотах, где $\varphi_{\beta K}$ достигает плюс или минус 180°, значение $\beta K < 1$, усилитель устойчив; если же на этих частотах $\beta K \geqslant 1$, усилитель неустойчив, т. е. при включении цепи обратной связи он будет самовозбуждаться[1]. Так как в рабочих условиях коэффициент усиления усилителя и его частотная и фазовая характеристики могут несколько изменяться, для предотвращения возможности самовозбуждения усилителя необходимо при $\varphi_{\beta K} = 180°$ иметь βK не выше $0{,}5 \div 0{,}7$, а при $\beta K = 1$ значение $\varphi_{\beta K}$ должно быть не более 140—150°, что создает запас устойчивости как по усилению, так и по фазе. Величина необходимого запаса устойчивости растет с увеличением количества каскадов, охваченных обратной связью.

Для того чтобы усилитель с отрицательной обратной связью был устойчив, принимают меры, снижающие βK на частотах, где $\varphi_{\beta K}$ достигает 180°. Простейшими из этих мер являются:

1) охват цепью обратной связи возможно меньшего количества каскадов;

2) использование в каскадах, охваченных обратной связью, межкаскадной связи, дающей малые фазовые сдвиги (например, резистивной);

3) применение в усилительных каскадах или в цепи обратной связи схем коррекции частотно-фазовой характеристики петли обратной связи;

4) использование местных обратных связей для улучшения частотной и фазовой характеристик отдельных каскадов.

При необходимости охватить отрицательной обратной связью каскад с выходным трансформатором обратную связь желательно снимать с первичной обмотки трансформатора, а не с вторичной, так как это уменьшает фазовый сдвиг петли обратной связи. Если у каскада, охватываемого обратной связью, имеется входной трансформатор, то обратную связь следует вводить из этих же соображений не в первичную, а во вторичную обмотку трансформатора.

Ввиду больших фазовых сдвигов, вносимых трансформаторами, их использование в петле обратной связи вообще нежелательно; ес-

[1] Исследования показали, что при особой форме фазовой характеристики цепи βK устойчивая работа усилителя возможна и при $\beta K \geqslant 1$ на частотах, где $\varphi_{\beta K} = 180°$; однако такие усилители могут самовозбуждаться при включении, перегрузке, изменении усиления и т. п., а поэтому называются *условно устойчивыми*. На практике условно устойчивые усилители используют редко.

ли же оно оказывается необходимым, то трансформаторам, входящим в петлю обратной связи, следует обеспечить активный характер нагрузки, зашунтировав при надобности их вторичные обмотки резисторами небольшого сопротивления.

В большинстве случаев вносимые усилителем и цепью обратной связи фазовые сдвиги в области верхних частот значительно больше, чем в области нижних, а поэтому усилители с отрицательной обратной связью обычно самовозбуждаются на частотах, превышающих высшую рабочую частоту.

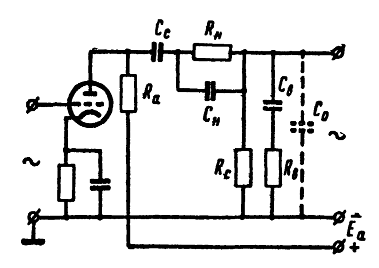


Рис. 7-11. Схема резистивного каскада с частотно-фазовой коррекцией на нижних ($C_нR_н$) и верхних ($C_вR_в$) частотах.

Простейшим способом улучшения частотно-фазовой характеристики петли обратной связи на верхних частотах является включение параллельно выходу одного из резистивных каскадов, охваченных обратной связью, конденсатора небольшой емкости. Включение такого конденсатора, несколько увеличивая фазовый сдвиг петли обратной связи на верхних частотах, сильно снижает коэффициент усиления усилителя K на этих частотах, в результате чего на частоте сдвига фазы в 180° произведение βK может оказаться меньше единицы и самовозбуждающийся прежде усилитель станет устойчивым. Параллельный конденсатор можно включать и не в каскадах, охваченных обратной связью, а в цепи обратной связи; его влияние на устойчивость при этом не изменяется, но частотная характеристика усилителя приобретает подъем на верхних частотах, что не всегда желательно.

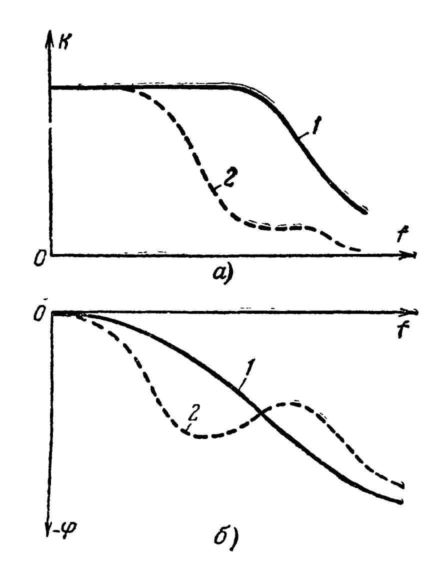


Рис. 7-12. Частотная (*а*) и фазовая (*б*) характеристики в области верхних частот для резистивного каскада.

1 — без коррекции; 2 — с коррекцией цепочкой $C_вR_в$ по схеме рис. 7-11.

Включение параллельного конденсатора позволяет избавиться от самовозбуждения усилителя, не испортив его характеристик, лишь при большом запасе его полосы пропускания в сторону высоких частот и глубине связи не выше нескольких единиц. При глубокой связи возникает возможность самовозбуждения

усилителя не только на высоких, но и на низких частотах, а включение параллельного конденсатора не устраняет самовозбуждение, а лишь изменяет его частоту на более низкую.

Значительно лучше действует введение в каскады, охваченные обратной связью (или в цепь обратной связи) корректирующих цепочек (рис. 7-11). Последовательная цепочка $R_в C_в$, включаемая параллельно, изменяет частотную и фазовую характеристики резистивного каскада в области верхних частот так, как это показано на рис. 7-12 пунктиром, отодвигая область больших сдвигов фазы на очень высокие частоты и сильно снижая там усиление каскада. Эта цепочка позволяет устранить неустойчивость усилителя на высоких частотах. Параллельная цепочка $R_н C_н$, включаемая последовательно, аналогично изменяет характеристики в области нижних частот, отодвигая область больших фазовых сдвигов на очень низкие частоты и снижая на этих частотах усиление; эта цепочка устраняет неустойчивость усилителя на низких частотах.

Корректирующие цепочки $R_в C_в$ и $R_н C_н$ не обязательно применять вместе; если усилитель неустойчив только на высоких частотах, то цепочка $R_н C_н$ не нужна, и наоборот.

Частотную и фазовую характеристики каскада, собранного по схеме, изображенной на рис. 7-11, можно рассчитать по выражениям:

$$\left.\begin{aligned} K &= \frac{K_{ср}}{M}; \\ M &= \sqrt{\left(1+\frac{aX^2}{a^2b^2+X^2}\right)^2+\left(X+\frac{a^2bX}{a^2b^2+X^2}\right)^2}; \\ \varphi &= \operatorname{arctg} X\,\frac{a^2b+a^2b^2+X^2}{a^2b^2+(1+a)X^2}. \end{aligned}\right\} \quad (7\text{-}15)$$

Эти выражения пригодны как для нижних, так и для верхних частот, но угол φ в области нижних частот считают положительным, а в области верхних — отрицательным. При использовании формул (7-15) для области нижних частот полагают:

$$a=\frac{R_н}{R_{э\,н}+R_с};\quad b=\frac{C_н}{C_с};$$

$$X=\frac{0{,}159}{fC_с(R_{э.н}+R_с)};\quad R_{э.н}=\frac{R_i R_а}{R_i+R_а}$$

и при использовании их для области верхних частот

$$a=\frac{R_{э\,в}}{R_в};\quad b=\frac{C_0}{C_в};$$

$$X=6{,}28fC_0R_{э.в};\quad R_{э\,в}=\frac{R_i R_а R_с}{R_i R_а+R_i R_с+R_а R_с};$$

обозначения здесь те же, что и в резистивном каскаде предварительного усиления (стр. 71—77).

Коэффициент усиления каскада по схеме рис. 7-11 в области средних частот определяется обычным выражением (5-5). При рас-

чете такой схемы элементы резистивного каскада выбирают обычным образом; после этого задаются значениями a в пределах от 3 до 10 и значениями b от 0,2 до 0,05 и строят частотные и фазовые характеристики для различных значений a и b. Выбрав из построенных характеристик наилучший вариант, дающий достаточный запас устойчивости для рассчитываемого усилителя, находят по выбранным значениям a и b искомые величины $R_н$, $R_в$, $C_н$, $C_в$.

Корректирование правильно рассчитанными цепочками $C_вR_в$ и $C_нR_н$ только одного каскада в трехкаскадном реостатном усилителе, охваченном отрицательной обратной связью, позволяет увеличить допустимую глубину связи более чем в 10 раз, доведя ее до нескольких десятков единиц; корректирование же всех каскадов позволяет довести допустимое значение βK до 1 000 и выше.

Когда частотно-фазовая характеристика петли обратной связи резко изменяется при малых изменениях частоты, для частотно-фазовой коррекции применяют более сложные цепи, иногда содержащие, кроме резисторов и конденсаторов, также и индуктивности.

7-4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Каскад с сопротивлением в цепи катода, эмиттера, экранирующей сетки

Включение в цепь катода электронной лампы резистора $R_к$, а также включение в цепь эмиттера транзистора резистора $R_э$ создают в каскаде последовательную отрицательную обратную связь по току. В результате этого уменьшается коэффициент усиления напряжения каскада $K_{ср}$, его коэффициент гармоник $k_г$, динамическая входная емкость $C_{вх.д}$ и нестабильность усиления q, а активная составляющая входного сопротивления $R_{вх}$ усилительного элемента и его выходное сопротивление переменному току по анодной или коллекторной цепи $R_{вых}$ возрастают. Указанные величины при введенном $R_к$ или $R_э$ и при отсутствии включенного параллельно этому резистору конденсатора большой емкости определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} K'_{ср} = \frac{K_{ср}}{1 + S_д R}; \qquad k'_г = \frac{k_г}{1 + S_с R}; \\ C'_{вх.д} = \frac{C_{вх.д}}{1 + S_д R}; \\ q' = \frac{q}{1 + S_с R}; \quad R'_{вх} \approx R_{вх.о.э} + (1 + \beta) R; \\ R'_{вых} \approx R_i \left(1 + S_с R\right) \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}16)$$

где R — включенный в цепь катода или эмиттера резистор, $S_д$ и $S_с$ — динамическая и сквозная крутизны характеристики катодного или эмиттерного тока соответственно, определяемые через статическую крутизну характеристики анодного тока в рабочей точке S или статический коэффициент усиления тока β при включении с общим эмиттером, формулами

$$\left.\begin{aligned}
S_д = S_с &= \frac{S}{1+\dfrac{R_{а\sim}+R_к}{R_i}};\\
S_д = S_с &\approx S\,\frac{I_{а0}+I_{э0}}{I_{а0}};\\
S_д &\approx \frac{1+\beta}{R_{вх.о.э}};\\
S_с &\approx \frac{1+\beta}{R_и+R_{вх\,о.э}};
\end{aligned}\right\}\qquad(7\text{-}17)$$

первая из которых относится к каскаду с трехэлектродной лампой, вторая — к каскаду с экранированной лампой, а третья и четвертая — к каскаду с транзистором.

Выражение для $R'_{вх}$ в формулах (7-16) справедливо только для транзистора, так как у электронной лампы, работающей без токов сетки, активная составляющая входного сопротивления даже при отсутствии $R_к$ практически бесконечно велика.

Включение в цепь катода лампы резистора катодного смещения $R_к$ без блокировочного конденсатора $C_к$ большой емкости обычно уменьшает усиление каскада в 1,5—3 раза; введение же в транзисторный каскад резистора эмиттерной стабилизации $R_э$ без конденсатора $C_э$ большой емкости снижает усиление иногда даже в несколько десятков раз. Для устранения потери усиления резисторы $R_к$ и $R_э$ обычно шунтируют конденсатором большой емкости, практически замыкающим накоротко $R_к$ и $R_э$ для частот сигнала. При наличии такого конденсатора коэффициент усиления каскада и другие величины, определяемые формулами (7-16), сохраняют значения, имеющие место при отсутствии $R_к$ или $R_э$. Но частотная, фазовая и переходная характеристики каскада на нижних частотах немного ухудшаются, так как цепочка $C_кR_к$ или $C_эR_э$ вносит дополнительные частотные искажения и фазовый сдвиг на нижних частотах, а также дополнительный спад плоской вершины импульса, определяемые уравнениями

$$\left.\begin{aligned}
M &= \sqrt{\frac{(1+S_сR)^2+(6{,}28fCR)^2}{1+(6{,}28fCR)^2}};\\
\varphi &= \operatorname{arctg}\frac{6{,}28fCR^2S_с}{1+S_сR+(6{,}28fCR)^2};\\
\Delta &\approx T\,\frac{S_с}{C};
\end{aligned}\right\}\qquad(7\text{-}18)$$

здесь для лампового каскада с цепочкой $C_кR_к$ в катоде $M=M_к$; $\varphi=\varphi_к$; $\Delta=\Delta_к$; $C=C_к$; $R=R_к$; для транзисторного каскада с цепочкой $C_эR_э$ в эмиттере $M=M_э$; $\varphi=\varphi_э$; $\Delta=\Delta_э$; $C=C_э$; $R=R_э$. Значение $S_с$ в (7-18) подставляют из (7-17).

Вид частотной и фазовой характеристик лампы или транзистора в области нижних частот с такой цепочкой показан на рис. 7-13; как видно, при понижении частоты коэффициент усиления здесь стремится к конечному значению, а угол сдвига фазы максимален на

определенной частоте и стремится к нулю как при понижении, так и при повышении частоты.

Решив формулы (7-18) относительно C и приравняв M допустимому дополнительному коэффициенту частотных искажений $M_н$ на низшей рабочей частоте $f_н$ и Δ — допустимому дополнительному спаду вершины $\Delta_т$ импульсов наибольшей расчетной длительности $T_{макс}$, получим выражения для расчета необходимой емкости конденсаторов $C_к$ и $C_э$:

$$C = \frac{0,159}{f_н R}\sqrt{\frac{(1+S_с R)^2 - M_н^2}{M_н^2 - 1}} \approx T_{макс}\frac{S_с}{\Delta_т}, \qquad (7\text{-}19)$$

в которых для лампового каскада полагают $C=C_к$, $R=R_к$ и для транзисторного — $C=C_э$ и $R=R_э$; значение $S_с$, подставляемое в (7-19), вычисляют по формулам (7-17).

В ламповых усилителях введение в катод одного из каскадов сопротивления $R_к$, нешунтированного большой емкостью, снижает напряжение сигнала на выходе при неизменных данных источника сигнала во столько раз, во сколько падает коэффициент усиления напряжения каскада с нешунтированным $R_к$, т. е. в $1+S_д R_к$ раз; это заставляет во столько же раз повышать коэффициент усиления усилителя для получения заданных выходного напряжения и мощности. В транзисторных же усилителях введение в эмиттер одного из каскадов резистора $R_э$, нешунтированного большой емкостью, снижает напряжение сигнала на выходе лишь в $1+S_с R_э$ раз, что во столько же раз заставляет увеличивать усиление усилителя, хотя коэффициент усиления напряжения каскада с нешунтированным $R_э$ падает сильнее, а именно в $1+S_д R_э$ раз. Сказанное объясняется тем, что введение в эмиттер нешунтированного конденсатором резистора $R_э$ увеличивает входное сопротивление транзистора, в результате чего напряжение сигнала на его входе возрастает в $\frac{1+S_д R_э}{1+S_с R_э}$ раз.

Введение гасящего резистора $R_э$ в цепь экранирующей сетки лампы снижает усиление каскада, как и введение $R_к$ в цепь катода. Создаваемое на $R_э$ переменной составляющей тока экранирующей сетки напряжение сигнала подается на экранирующую сетку в противофазе с напряжением сигнала на управляющей сетке и действует на свойства каскада аналогично напряжению отрицательной обратной связи, уменьшая усиление, коэффициент гармоник, нестабильность усиления и т. д., но сильно увеличивая динамическую входную емкость экранированной лампы.

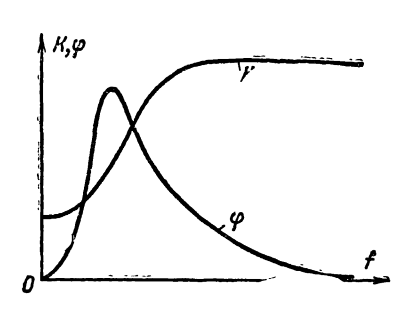


Рис. 7-13. Частотная и фазовая характеристики электронной лампы с цепочкой $C_к R_к$ в катоде или транзистора с цепочкой $C_э R_э$ в эмиттере.

Таблица 7-1

Значения $\mu_{тр}$ для некоторых экранированных ламп

Тип лампы	6Ж1П	6Ж3П	6Ж5П	6П3С 6П7С	6П6С 6П1П	6П9	6П14П	6П15П
$\mu_{тр}$	22	42	50	8,5	8,5	25	22	25

Продолжение табл.

Тип лампы	6П18П	6Ж9П	6Ж11П	6Э5П	6Ж21П	6Ж22П	ГУ-29	Г2-50	ГУ-80
$\mu_{тр}$	13	50	50	33	60	50	9	5	3

Для ликвидации потери усиления и устранения возрастания входной динамической емкости между экранирующей сеткой и общим проводом схемы включают конденсатор $C_э$ достаточно большой емкости, практически замыкающий накоротко экранирующую сетку с катодом для частот сигнала и образующий с $R_э$ фильтр, защищающий экранирующую сетку от помех, пульсаций и паразитной межкаскадной связи со стороны источника анодного питания.

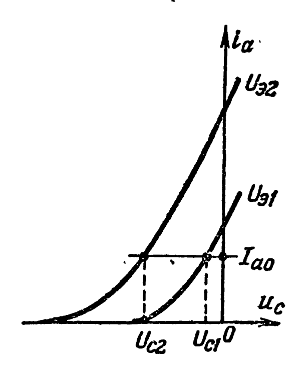


Рис. 7-14. Определение $\mu_{тр}$ по статическим характеристикам экранированной лампы для различных напряжений на экранирующей сетке.

Цепочка $C_эR_э$ в экранирующей сетке, так же как и цепочка $C_кR_к$ в катоде, вносит дополнительные частотные искажения и дополнительный угол сдвига фазы в области нижних частот, а также и дополнительный спад плоской вершины импульса. Так как влияние цепочки $C_эR_э$ на характеристики каскада аналогично влиянию цепочки катодного смещения $C_кR_к$, расчет вносимых цепочкой $C_эR_э$ частотных искажений, угла сдвига фазы, спада плоской вершины импульса и расчет необходимой емкости конденсатора $C_э$ проводят по формулам (7-18) и (7-19), полагая $C=C_э$, $R=R_э$ и вычисляя подставляемое в (7-18) и (7-19) значение S_c по выражению

$$S_c = \frac{S}{\mu_{тр}} \frac{I_{э0}}{I_{a0}}, \qquad (7\text{-}20)$$

в котором $I_{а0}$ и $I_{э0}$ — токи покоя анода и экранирующей сетки в выбранном режиме, S — статическая крутизна характеристики анодного тока в рабочей точке и $\mu_{тр}$ — статический коэффициент усиления лампы каскада при триодном ее включении. Значение $\mu_{тр}$ нередко указывается в справочных данных лампы, а также может быть найдено по ее статическим характеристикам для различных напряжений на экранирующей сетке.

Для определения $\mu_{тр}$ достаточно иметь две статические характеристики анодного тока лампы в координатах $i_а$, $u_с$ для напряжений на экранирующей сетке $U_{э1}$ и $U_{э2}$ при неизменном напряжении на аноде (рис. 7-14). Проведя через точку $I_{а0}$ горизонтальную прямую, находят:

$$\mu_{тр} = \frac{U_{э2} - U_{э1}}{U_{с1} - U_{с2}}, \qquad (7\text{-}21)$$

где $U_{с1}$ и $U_{с2}$ — напряжения на управляющей сетке, соответствующие точкам пересечения проведенной прямой с первой и второй характеристиками.

Если имеются характеристики экранированной лампы в координатах $i_а$, $u_с$ для триодного включения, $\mu_{тр}$ находят по формуле (7-21), подставив в нее вместо $U_{э1}$ и $U_{э2}$ анодные напряжения $U_{а1}$ и $U_{а2}$, соответствующие двум взятым статическим характеристикам.

Величина $\mu_{тр}$ мало зависит от режима работы лампы; для практических расчетов можно пользоваться данными табл. 7-1, содержащей средние значения $\mu_{тр}$ для наиболее употребительных ламп.

В каскаде с экранированной лампой, имеющем как цепочку $C_кR_к$, так и цепочку $C_эR_э$, коэффициент дополнительных частотных искажений $M_{к\,э}$ и дополнительный угол сдвига фазы $\varphi_{к\,э}$ на нижних частотах, вызываемые совместным влиянием обеих цепочек, не равны произведению коэффициентов дополнительных частотных искажений и сумме углов сдвига фазы от влияния этих цепочек, а определяются уравнениями

$$\left.\begin{aligned} M_{к.э} &= \sqrt{\left(1 + \frac{b_к}{1+X_к^2} + \frac{b_э}{1+X_э^2}\right)^2 + \left(\frac{X_к\,b_к}{1+X_к^2} + \frac{X_э\,b_э}{1+X_э^2}\right)^2}; \\ \varphi_{к.э} &= \frac{X_к\,b_к\left(1+X_э^2\right) + X_э\,b_э\left(1+X_к^2\right)}{\left(1+X_к^2\right)\left(1+X_э^2\right) + b_к\left(1+X_э^2\right) + b_э\left(1+X_к^2\right)}, \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}22)$$

где:

$$X_к = 6{,}28\,f\,C_к\,R_к; \quad X_э = 6{,}28\,f\,C_э\,R_э;$$

$$b_к = \frac{SR_к\,(I_{а0} + I_{э0})}{I_{а0}}; \quad b_э = \frac{SR_э\,I_{э0}}{\mu_{тр}\,I_{а0}}.$$

Величина $M_{к\,э}$ получается немного больше произведения $M_кM_э$, а $\varphi_{к\,э}$ меньше суммы $\varphi_к + \varphi_э$.

Дополнительный спад плоской вершины импульса, вызываемый совместным влиянием цепочек $C_кR_к$ и $C_эR_э$ в таком каскаде при небольшой его величине (не более 0,2) практически равен сумме спадов, вызываемых каждой из цепочек в отдельности:

$$\Delta_{к.э} \approx \Delta_к + \Delta_э. \qquad (7\text{-}23)$$

Пример 7-1. Найдем необходимую емкость блокировочного конденсатора катодного смещения для каскада предварительного усиления с триодом 6С1П, рассчитанного на стр. 80—83, приняв коэффициент дополнительных частотных искажений $M_{н.к}$ от влияния этого конденсатора на низшей рабочей частоте $f_н=80$ *гц* равным 1,03.

Динамическая крутизна характеристики катодного тока лампы в этом случае, согласно первой формуле (7-17), составит:

$$S_д = S_c = \frac{\mu}{R_i + R_{a\sim} + R_к} = \frac{26}{17\cdot10^3 + 65,6\cdot10^3 + 3,3\cdot10^3} =$$

$$= 3,03\cdot10^{-4}\ а/в,$$

откуда необходимая емкость конденсатора $C_к$ согласно формуле (7-19) равна

$$C_к = \frac{0,159}{f_н R_к}\sqrt{\frac{(1+S_c R_к)^2 - M^2_{н.к}}{M^2_{н.к} - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{80\cdot3\,300}\sqrt{\frac{(1+3,03\cdot10^{-4}\cdot3\,300)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} =$$

$$= 4,2\cdot10^{-6}\ ф \approx 4\ мкф.$$

Так как напряжение отрицательного смещения на сетке равно 4 *в*, конденсатор $C_к$ можно взять электролитическим с емкостью не меньше 4 *мкф* и рабочим напряжением не ниже 4 *в*.

Пример 7-2. Рассчитаем блокировочные конденсаторы цепей катодного смещения и экранирующей сетки каскада предварительного усиления с пентодом 6Ж3П, данные которого приведены на стр. 83—85; коэффициенты дополнительных частотных искажений $M_{н\,к}$ и $M_{н\,э}$ на низшей рабочей частоте $f_н=80$ *гц* от влияния $C_кR_к$ и $C_эR_э$ возьмем равными 1,03 каждый.

Определим динамическую крутизну характеристики катодного тока экранированной лампы по второй формуле (7-17):

$$S_д = S_c = S\,\frac{I_{a0} + I_{э0}}{I_{a0}} = 1,75\cdot10^{-3}\,\frac{0,75\cdot10^{-3} + 0,25\cdot10^{-3}}{0,75\cdot10^{-3}} =$$

$$= 2,33\cdot10^{-3}\ а/в,$$

откуда при $R_к=1\,100$ *ом* необходимая емкость конденсатора $C_к$ составит:

$$C_к = \frac{0,159}{80\cdot1\,100}\sqrt{\frac{(1+2,33\cdot10^{-3}\cdot1\,100)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} \approx$$

$$\approx 25\cdot10^{-6}\ ф = 25\ мкф.$$

Так как согласно табл. 7-1 для пентода 6Ж3П значение $\mu_{тр}=42$, S_c для цепи экранирующей сетки в соответствии с выражением (7-20) будет равно:

$$S_c = \frac{SI_{э0}}{\mu_{тр} I_{a0}} = \frac{1,75\cdot10^{-3}\cdot0,25\cdot10^{-3}}{42\cdot0,75\cdot10^{-3}} = 1,39\cdot10^{-5}\ а/в.$$

При $R_э = 680$ *ком* необходимая емкость конденсатора $C_э$ составит:

$$C_э = \frac{0,159}{f_н R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_c R_э)^2 - M^2_{н.э}}{M^2_{н.э} - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{80 \cdot 680 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{(1 + 1,39 \cdot 10^{-5} \cdot 680 \cdot 10^3)^2 - 1,03^2}{1,03^2 - 1}} =$$

$$= 1,24 \cdot 10^{-7} \text{ ф} = 0,124 \text{ мкф}.$$

Остановившись для $C_к$ на электролитическом конденсаторе с емкостью 30 *мкф* и рабочим напряжением не ниже 2 *в*, и для $C_э$ на бумажном конденсаторе 0,15 *мкф* с рабочим напряжением не ниже напряжения источника анодного питания каскада (220 *в*), найдем суммарный коэффициент дополнительных частотных искажений на низшей рабочей частоте от влияния обеих цепочек по формуле (7-22), предварительно рассчитав вспомогательные коэффициенты:

$$X_к = 6,28 f C_к R_к = 6,28 \cdot 80 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1\,100 = 16,6;$$

$$X_э = 6,28 f C_э R_э = 6,28 \cdot 80 \cdot 0,15 \cdot 10^{-6} \cdot 680 \cdot 10^3 = 51,2;$$

$$b_к = \frac{SR_к (I_{а0} + I_{э0})}{I_{а0}} = \frac{1,75 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,100 (0,75 \cdot 10^{-3} + 0,25 \cdot 10^{-3})}{0,75 \cdot 10^{-3}} = 2,57;$$

$$b_э = \frac{SR_э I_{э0}}{\mu_{тр} I_{а0}} = \frac{1,75 \cdot 10^{-3} \cdot 680 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}}{42 \cdot 0,75 \cdot 10^{-3}} = 9,45;$$

$$M_{н\,к\,э} = \sqrt{\left(1 + \frac{2,57}{1 + 16,6^2} + \frac{9,45}{1 + 51,2^2}\right)^2 + \left(\frac{16,6 \cdot 2,57}{1 + 16,6^2} + \frac{51,2 \cdot 9,45}{1 + 51,2^2}\right)^2} \approx$$

$$\approx 1,07.$$

Несмотря на то, что емкости конденсаторов были округлены в большую сторону, значение $M_{н\,к.э}$ получилось немного больше произведения $M_{н.к} \cdot M_{н\,э} = 1,03 \cdot 1,03 = 1,06$.

Пример 7-3. Найдем необходимую емкость блокировочного конденсатора цепочки эмиттерной стабилизации каскада мощного усиления, рассчитанного в примере 6-3 (стр. 167—170); данные для расчета возьмем из этого примера.

Так как β транзистора П201 в рабочей точке равно:

$$\beta \approx \frac{I_{к0}}{I_{б0}} = \frac{0,57}{0,0245} \approx 23,$$

сквозная крутизна характеристики тока эмиттера S_c согласно четвертой формуле (7-17) составит:

$$S_c \approx \frac{1 + \beta}{R_и + R_{вх.о.э}} = \frac{1 + 23}{200 + 17} \approx 0,11 \text{ а/в}.$$

Если взять коэффициент дополнительных частотных искажений $M_{н.э}$ от влияния $C_э$ на низшей рабочей частоте равным 1,06, то необходимая емкость этого конденсатора получится равной

$$C_э = \frac{0,159}{f_н R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_с R_э)^2 - M_{н.э}^2}{M_{н,э}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{100 \cdot 3} \sqrt{\frac{(1 + 0,11 \cdot 3)^2 - 1,06^2}{1,06^2 - 1}} = 1,2 \cdot 10^{-3}\,ф = 1\,200\ мкф.$$

Если в данном случае отказаться от шунтирования $R_э$ конденсатором, то для получения от каскада заданной выходной мощности коэффициент усиления предварительного усилителя потребуется увеличить, как указано на стр. 218, в $1+S_с R_э = 1+0,11 \cdot 3 = 1,33$ раза, т. е. незначительно. Однако, так как при неизменной выходной мощности требуемая амплитуда входного тока сигнала при отсутствии $C_э$ останется неизменной, т. е. 24 *ма*, а входное сопротивление транзистора при этом возрастет с $R_{вх.о\,э} = 17$ *ом* до $R'_{вх.о.э} = R_{вх,о,э} + (1+\beta)R_э = 17 + (1+23) \cdot 3 = 89$ *ом*, т. е. в 5,23 раза, амплитуда напряжения сигнала на входе каскада и подводимая к его входной цепи мощность сигнала увеличатся также в 5,23 раза и будут равны $0,41 \cdot 5,23 = 2,15$ *в* и $5 \cdot 5,23 = 26,15$ *мвт* соответственно.

Отдаваемую предыдущим каскадом мощность сигнала при отсутствии $C_э$ потребуется увеличить до такой величины лишь в том случае, если предыдущий каскад будет трансформаторным с последовательной подачей смещения (рис. 3-16, *б*); конденсатор, шунтирующий резистор $R_{д2}$ здесь понадобится небольшой емкости, всего в несколько десятков *мкф*. При трансформаторном предыдущем каскаде с параллельным смещением (рис. 3-16, *в*) из-за увеличения в $5,23^2 = 27,4$ раза мощности сигнала, потребляемой делителем смещения, отдаваемую предыдущим каскадом мощность придется увеличить, как показывает расчет, уже не в 5,23 раза, а в 12,3 раза; при реостатном предыдущем каскаде увеличение снимаемой с него мощности из-за присутствия резистора $R_к$ будет еще больше.

Катодная и эмиттерная высокочастотная коррекция

Если в цепь катода лампы включить резистор $R_к$ и зашунтировать его конденсатором $C_к$ очень малой емкости, устраняющим создаваемую резистором $R_к$ отрицательную обратную связь лишь на верхних частотах, то от влияния такого конденсатора коэффициент усиления каскада на верхних частотах, падающий от нагружающей каскад емкости C_0 будет возрастать. В этом случае цепочка $C_к R_к$ будет создавать в каскаде *катодную высокочастотную коррекцию*. Изменяя величину $C_к$, частотную характеристику каскада на верхних частотах можно получать как без подъема, так и с подъемом нужной величины, а переходную характеристику в области малых времен как без выброса, так и с выбросом любой величины.

Для катодной высокочастотной коррекции можно использовать резистор катодного смещения, зашунтировав его конденсатором $C_к$,

обеспечивающей нужную частотную или переходную характеристику. Если обозначить через:

$$b = \frac{1}{S_д R_к}; \; m = (1 + b) \frac{C_0 R_a}{C_к R_к}; \quad X = \frac{0,159}{f C_0 R_a}, \qquad (7\text{-}24)$$

то расчет каскада с экранированной лампой и катодной высокочастотной коррекцией можно производить по семействам характеристик низкочастотной коррекции, приведенным на стр. 369—377, так как в этом случае уравнения частотных и переходных характеристик этих схем коррекции совпадают; значение $S_д$ в формулу (7-24) подставляют вычисленное по второй формуле (7-17).

Катодная высокочастотная коррекция не дает такого увеличения площади усиления каскада, как параллельная коррекция индуктивностью, а поэтому при ее использовании коэффициент усиления каскада получается меньше, чем при параллельной коррекции; из-за этого недостатка катодная высокочастотная коррекция не находит широкого применения в ламповых широкополосных усилителях. Однако при катодной коррекции сопротивление резистора $R_а$ в анодной цепи лампы оказывается больше, чем при параллельной коррекции, а поэтому каскад с катодной коррекцией может отдать амплитуду выходного сигнала большей величины при той же лампе и том же расходе энергии питания; кроме того, вносимые каскадом нелинейные искажения сильно уменьшаются (в соответствии со второй формулой 7-16), а также уменьшаются размеры, вес и стоимость конденсатора $C_к$ вследствие резкого уменьшения его емкости (см. пример 7-4, стр. 225). По указанным причинам катодная высокочастотная коррекция иногда применяется в выходных каскадах широкополосных усилителей, имеющих большую амплитуду выходного сигнала.

Включение в цепь эмиттера транзистора резистора $R_э$, шунтированного конденсатором $C_э$ небольшой величины позволяет осуществить в транзисторном каскаде высокочастотную коррекцию, действующую аналогично катодной коррекции, такую коррекцию называют *эмиттерной высокочастотной коррекцией.* В транзисторных каскадах предварительного усиления, нагрузкой которых является входная цепь транзистора следующего каскада, эмиттерная высокочастотная коррекция обычно позволяет получить большее усиление на каскад, чем параллельная высокочастотная коррекция индуктивностью; она дает меньшее изменение коэффициента усиления каскада и его характеристик при замене транзисторов, снижает нелинейные искажения и помехи, а поэтому широко используется на практике.

Для корректирования характеристик транзисторного каскада предварительного усиления цепочку эмиттерной высокочастотной коррекции включают в цепь эмиттера транзистора следующего каскада; в качестве $R_э$ при этом целесообразно использовать сопротивление эмиттерной стабилизации следующего транзистора. Сопротивление резистора $R_к$ в коллекторной цепи корректируемого каскада при использовании эмиттерной коррекции находят исходя из допустимого падения напряжения питания на нем. Методика расчета широкополосных транзисторных каскадов усиления как гармонических, так и импульсных сигналов поясняется в примере 7-5 (стр. 226—233).

Пример 7-4. Для иллюстрации свойств катодной высокочастотной коррекции пересчитаем широкополосный каскад усиления гармонических сигналов с параллельной коррекцией индуктивностью, рассчитанной в примере (5-13), на катодную коррекцию, использовав для этой цели резистор катодного смещения каскада $R_к=180$ *ом*; примененную в каскаде лампу, режим ее работы и заданную частотную характеристику на верхних частотах оставим без изменений.

Найдя по формуле (7-24) величину b для рассматриваемого случая:

$$b=\frac{1}{S_д R_к}=\frac{I_{а0}}{SR_к(I_{а0}+I_{э0})}=$$

$$=\frac{7{,}5\cdot10^{-3}}{5{,}2\cdot10^{-3}\cdot180(7{,}5\cdot10^{-3}+2\cdot10^{-3})}=0{,}845,$$

по семейству характеристик приложения *1* для ближайшего значения $b=0{,}7$ (стр. 371) увидим, что для получения частотной характеристики без подъема коэффициент m должен быть равен 1,5; по характеристике для этого значения m найдем, что относительному усилению на верхней рабочей частоте $Y_в=Y=0{,}89$ соответствует $X=$ $=X_в=0{,}7$, откуда получаем:

$$R_а=\frac{0{,}159}{f_в X_в C_0}=\frac{0{,}159}{10^7\cdot0{,}7\cdot17{,}5\cdot10^{-12}}\approx 1\,300\ ом=1{,}3\ ком,$$

и необходимую емкость блокировочного конденсатора $C_к$:

$$C_к=(1+b)\frac{C_0 R_а}{mR_к}=(1+0{,}845)\frac{17{,}5\cdot10^{-12}\cdot1\,300}{1{,}5\cdot180}=155\cdot10^{-12}\ ф.$$

Учитывая, что включенная параллельно $R_к$ емкость катод — подогреватель лампы 6Ж1П вместе с емкостью монтажа цепи катода составит примерно 5 *пф*, блокировочный конденсатор $C_к$ возьмем емкостью в 150 *пф*.

Коэффициент усиления каскада будет равен:

$$K'_{ср}=\frac{K_{ср}}{1+S_д R_к}=\frac{SR_а}{1+\frac{1}{b}}=\frac{5{,}2\cdot10^{-3}\cdot1\,300}{1+\frac{1}{0{,}845}}=3{,}09,$$

что в 1,85 раза меньше коэффициента усиления при параллельной коррекции, равного 5,72. Однако, так как $R_а$, равное 1,1 *ком* при параллельной коррекции, увеличилось до 1,3 *ком*, максимальная амплитуда выходного напряжения сигнала при том же анодном токе лампы возрастет в $\frac{1{,}3}{1{,}1}=1{,}18$ раза и емкость блокировочного конденсатора $C_к$ уменьшится с 200 *мкф* до 150 *пф*. Если же сопротивление в катоде $R_к$ взять равным не 180 *ом*, а 1 *ком* и повторить проделанный расчет, сопротивление $R_а$ получится равным 3,6 *ком* и максимальная амплитуда сигнала, отдаваемая каскадом на средних частотах возрастет по сравнению с параллельной коррекцией в 3,27 раза.

Пример 7-5. Для иллюстрации методики расчета широкополосных транзисторных каскадов с эмиттерной высокочастотной коррекцией рассчитаем каскад, работающий от источника сигнала с активным сопротивлением $R_и=1$ *ком* и емкостью $C_и=2$ *пф*, на нагрузку, имеющую активное сопротивление $R_н=1$ *ком* и емкость $C_н=$ $=3$ *пф*. Максимальная амплитуда напряжения сигнала на нагрузке $U_{вых}$ — не менее 1,5 *в*, нижняя и верхняя рабочие частоты — 100 *гц* и 8 *Мгц* соответственно; вносимые каскадом на нижней и верхней частотах частотные искажения не должны превышать 1 *дб*, т. е. $Y_н \geqslant 0{,}89$ и $Y_в \geqslant 0{,}89$. На входе и выходе каскада для отделения постоянной составляющей тока должны быть предусмотрены разделительные конденсаторы; каскад должен обеспечивать указанные показатели в диапазоне изменения температуры окружающей среды от $+5°$ С до $+30°$ С при установке в него любого исправного экземпляра транзистора.

Для получения от каскада достаточного усиления в нем следует применить транзисторы с $f_\alpha=(10\div 20)$ $f_в=(10\div 20)\cdot 8\cdot 10^6=$ $=80\div 160$ *Мгц*; так как для заданного диапазона температур пригодны германиевые транзисторы, а необходимая амплитуда выходного тока составляет $\dfrac{U_{вых}}{R_н}=\dfrac{1{,}5}{1\cdot 10^3}=1{,}5\cdot 10^{-3}$ $a=1{,}5$ *ма*, для каскада нужен маломощный высокочастотный германиевый транзистор с найденным выше значением f_α.

Подходящим для рассчитываемого каскада является высокочастотный германиевый *р-п-р* транзистор типа ГТ310В, имеющий $C_к\approx$ $\approx 3{,}5$ *пф*, $\beta\approx 40$; $r_б\approx 50$ *ом*; $U_{к\,э\,макс}=10$ *в*; $P_{к.макс}=20$ *мвт*; минимальное значение модуля коэффициента усиления тока $\beta_f=6$ на частоте $f=20$ *Мгц*, откуда $f_\alpha\approx\beta_f f=6\cdot 20\cdot 10^6=120\cdot 10^6$ *гц*, что достаточно. Для обеспечения работоспособности каскада при замене транзисторов и изменении температуры применим в нем эмиттерную стабилизацию точки покоя, использовав, если возможно, для упрощения схемы один и тот же резистор, как для эмиттерной стабилизации, так и для высокочастотной коррекции. Напряжение источника коллекторного питания для исключения возможности пробоя транзистора возьмем равным $E_к=9$ *в*, что ниже $U_{к\,э\,макс}$ использованного транзистора. Составленная с учетом указанных требований принципиальная схема каскада изображена на рис. 7-15.

В рассчитываемом каскаде частотные искажения на верхних частотах вносят: цепь нагрузки (выходная цепь транзистора) и входная цепь, нагруженная динамической входной емкостью транзистора. Из дальнейшего расчета видно, что ввиду малой постоянной времени выходной цепи вносимые ею на верхней рабочей частоте искажения много меньше искажений входной цепи; цепи эти связаны емкостью коллектор — база $C_к$. В этих условиях постоянные времени входной и выходной цепей можно заменить эквивалентной постоянной времени и скорректировать эмиттерной коррекцией результирующие искажения, что и сделано далее.

На нижних частотах частотные искажения в каскаде вносят разделительные конденсаторы C_1 и C_4, а также блокировочный конденсатор C_5 большой емкости, который, как показано ниже, в каскаде оказывается нужен.

Выбор сопротивления резистора в коллекторе (в данном случае R_4) при эмиттерной коррекции производят по допустимому падению

на нем напряжения питания. Для получения от каскада наибольшего усиления сопротивление резистора R_4 желательно взять много больше сопротивления нагрузки $R_н$, но при этом падение напряжения питания на R_4, как показывает расчет, оказывается слишком велико. После нескольких проб нетрудно найти, что для получения $U_{к.э}=$ $=4 \div 5$ *в*, необходимого для получения малой емкости коллектор — база $C_к$ у низковольтных высокочастотных транзисторов, в рассчитываемом каскаде при напряжении источника коллекторного питания 9 *в* следует взять $R_4=R_н=1$ *ком*, что снизит почти вдвое усиление каскада, но обеспечит транзистору нормальный режим работы. При

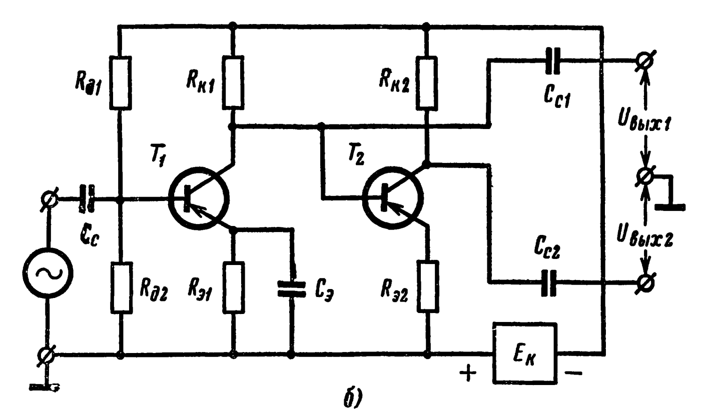


Рис. 7-15. Принципиальная схема широкополосного транзисторного каскада с эмиттерной высокочастотной коррекцией.

этом сопротивление коллекторной нагрузки переменному току $R_{к\sim}=$ $=\dfrac{R_4 R_н}{R_4+R_н}$ составит $\dfrac{1\,000 \cdot 1\,000}{1\,000+1\,000}=500$ *ом*, и максимальная амплитуда переменной составляющей тока коллектора $I_{к\sim}=\dfrac{U_{вых}}{R_{к\sim}}=\dfrac{1,5}{500}=$ $=3 \cdot 10^{-3}$ *а* $=3$ *ма*. Взяв постоянную составляющую тока коллектора на 25% больше амплитуды переменной составляющей для обеспечения работоспособности каскада при замене транзисторов и изменении температуры, получим $I_{к0}=1,25\ I_{к\sim}=1,25 \cdot 3 \cdot 10^{-3}=3,75 \times$ $\times 10^{-3}$ *а* $=3,75$ *ма*, что много меньше максимального тока коллектора ГТ310В. При этом падение напряжения на коллекторном сопротивлении, равное $I_{к0}R_4$, составит $3,75 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3=3,75$ *в*; взяв напряжение $U_э=1$ *в* на сопротивлении эмиттерной стабилизации, получим $U_{к\,э}=E_к-I_{к0}R_4-U_э=9-3,75-1=4,25$ *в*, что лежит в рекомендованных выше пределах. Выделяемая в транзисторе мощность при этом составляет $3,75 \cdot 10^{-3} \cdot 4,25=16$ *мвт* и не превосходит допустимых для транзистора 20 *мвт*. Если значение $I_{к0}$, рассчитанное указанным образом для широкополосного каскада с маломощным высокочастотным транзистором оказывается меньше 2,5 *ма*, его увеличивают до 2,5—3 *ма* для обеспечения максимальной площади усиления транзистора.

При токе коллектора в 3,75 *ма* сопротивление эмиттерного перехода транзистора $r_э$, его динамическое входное сопротивление R и выходную емкость $C_{вых}$ при общем эмиттере найдем по формулам (4-10) и (4-9):

$$r_э \approx \frac{26}{I_{э0(ма)}} \approx \frac{26}{I_{к0(ма)}} = \frac{26}{3,75} \approx 6,9 \text{ ом};$$

$$R = r_э(1+\beta) = 6,9(1+40) = 283 \text{ ом};$$

$$C_{вых} \approx C_к\left(1+\frac{\beta r_б}{r_б+R}\right) = 3,5\left(1+\frac{40\cdot 50}{50+283}\right) = 24,5 \text{ пф},$$

откуда входное сопротивление транзистора $R_{вх}$ и емкость $C_{0\,вых}$, нагружающая выходную цепь каскада, с учетом емкости нагрузки $C_н$ и емкости монтажа выходной цепи $C_м \approx 2,5$ *пф* составят:

$$R_{вх} = r_б + R = 50 + 283 = 333 \text{ ом};$$

$$C_{0вых} = C_{вых} + C_н + C_м = 24,5 + 3 + 2,5 = 30 \text{ пф}.$$

Найдя ток покоя базы $I_{б0} \approx \frac{I_{к0}}{\beta} = \frac{3,75\cdot 10^{-3}}{40} = 0,94\cdot 10^{-4}$ *а*, возьмем постоянную составляющую тока в резисторе R_2 равной $I_2 = 7I_{б0} = 7\cdot 0,94\cdot 10^{-4} \approx 6\cdot 6\cdot 10^{-4}$ *а*; при напряжении смещения база — эмиттер $U_{б.э} = 0,2$ *в*, необходимом для обеспечения $I_{к0} = 3,75$ *ма* в транзисторе ГТ310В, сопротивления резисторов R_2 и R_1 определятся выражениями

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_{б.э}+U_э}{I_2} = \frac{0,2+1}{6,6\cdot 10^{-4}} = 1\,820 \text{ ом} \approx 1,8 \text{ ком};$$

$$R_1 = \frac{E_к - U_2}{I_2 + I_{б0}} = \frac{9-1,2}{6,6\cdot 10^{-4}+0,94\cdot 10^{-4}} = 1,035\cdot 10^4 \text{ ом} \approx 10 \text{ ком}.$$

Эквивалентное сопротивление источника сигнала $R_{и.э}$ для входной цепи транзистора с учетом делителя смещения будет равно сопротивлению параллельного соединения $R_и$, R_1 и R_2:

$$R_{и.э} = \frac{R_и R_1 R_2}{R_и R_1 + R_1 R_2 + R_2 R_и} =$$

$$= \frac{1\,000\cdot 10\,000\cdot 1\,800}{1\,000\cdot 10\,000 + 10\,000\cdot 1\,800 + 1\,800\cdot 1\,000} = 604 \text{ ом},$$

а сопротивление эквивалентного генератора для верхних частот, равное для широкополосного транзисторного каскада сопротивлению параллельного соединения $r_б + R_{и.э}$ с R и динамическая входная емкость транзистора окажутся равными:

$$R_{э.в} = \frac{(r_б + R_{и.э})R}{r_б + R_{и.э} + R} = \frac{(50+604)\cdot 283}{50+604+283} = 197 \text{ ом};$$

$$C_{э.д} \approx \frac{0,16}{f_\alpha r_э} + C_к\left(1+\frac{R_{к\sim}}{r_э}\right) = \frac{0,16}{1,2\cdot 10^8\cdot 6,9} +$$

$$+ 3,5\cdot 10^{-12}\left(1+\frac{500}{6,9}\right) = (193+257)\cdot 10^{-12} \text{ ф} = 450 \text{ пф}.$$

Прибавив к $C_{э\,д}$ выходную емкость источника сигнала $C_и$ и емкость монтажа входной цепи $C_м \approx 3$ *пф*, отделенные от $C_{э.д}$ очень малым сопротивлением базы $r_б$, получим полную емкость входной цепи транзистора $C_{вх}=C_{э.д}+C_и+C_м=450+2+3=455$ *пф*, после чего определим постоянные времени выходной и входной цепей на верхних частотах:

$$\tau_{вых} = C_{0вых} R_{к\sim} = 30 \cdot 10^{-12} \cdot 500 = 1{,}5 \cdot 10^{-8}\ сек;$$

$$\tau_{вх} = C_{вх} R_{э.в} = 455 \cdot 10^{-12} \cdot 197 \approx 9 \cdot 10^{-8}\ сек.$$

Если первое слагаемое выражения, определяющего $C_{э.д}$ много больше второго, результирующую постоянную времени входной и выходной цепей транзистора с общим эмиттером можно найти по формуле $\tau_р \approx \sqrt{\tau^2_{вых}+\tau^2_{вх}}$; если же второе слагаемое больше первого, что имеет место в настоящем примере, то

$$\tau_р \approx \tau_{вых} + \tau_{вх} = 1{,}5 \cdot 10^{-8} + 9 \cdot 10^{-8} = 10{,}5 \cdot 10^{-8}\ сек.$$

Определив через $\tau_р$ граничную частоту транзистора в рабочих условиях $f_р$, найдем коэффициент B, представляющий собой отношение верхней рабочей частоты $f_в$ к $f_р$:

$$f_р = \frac{0{,}16}{\tau_р} = \frac{0{,}16}{10{,}5 \cdot 10^{-8}} = 1{,}52 \cdot 10^6\ гц;$$

$$B = \frac{f_в}{f_р} = \frac{8 \cdot 10^6}{1{,}52 \cdot 10^6} = 5{,}26.$$

Для этого значения B по кривым рис. 7-16, *а* и заданной на каскад величине $Y_в=0{,}89$ найдем необходимую глубину отрицательной обратной связи $A=5{,}2$. Это позволит определить сопротивление эмиттерной коррекции $R_з$ и входное сопротивление транзистора на средних частотах с учетом обратной связи:

$$R_з = \frac{(R_{и.э}+R_{вх})(A-1)}{1+\beta} = \frac{(604+333)(5{,}2-1)}{1+40} = 96 \approx 100\ ом;$$

$$R'_{вх} = R_{вх} + R_з(1+\beta) = 333 + 100(1+40) \approx 4\,430\ ом.$$

Емкость конденсатора эмиттерной коррекции $C_з$, необходимого для получения наилучшей частотной характеристики каскада без подъема в области верхних частот (критической характеристики) определяется выражением

$$C_з \approx \frac{0{,}16}{A f_р R_з} = \frac{0{,}16}{5{,}2 \cdot 1{,}52 \cdot 10^6 \cdot 100} = 202 \cdot 10^{-12}\ ф \approx 200\ пф.$$

Найденное сопротивление $R_з=100$ *ом* мало для хорошей стабилизации рабочей точки, так как при $I_{э0} \approx I_{к0}=3{,}75$ *ма* падение напряжения питания на нем составит лишь 0,375 *в*; для улучшения стабилизации можно последовательно с $R_з$ включить добавочный резистор R_5, зашунтировав его конденсатором большой емкости C_5, чтобы не понизилось усиление каскада (показано на рис. 7-15 пунктиром). Чтобы суммарное падение напряжения на $R_з$ и R_5 оказалось

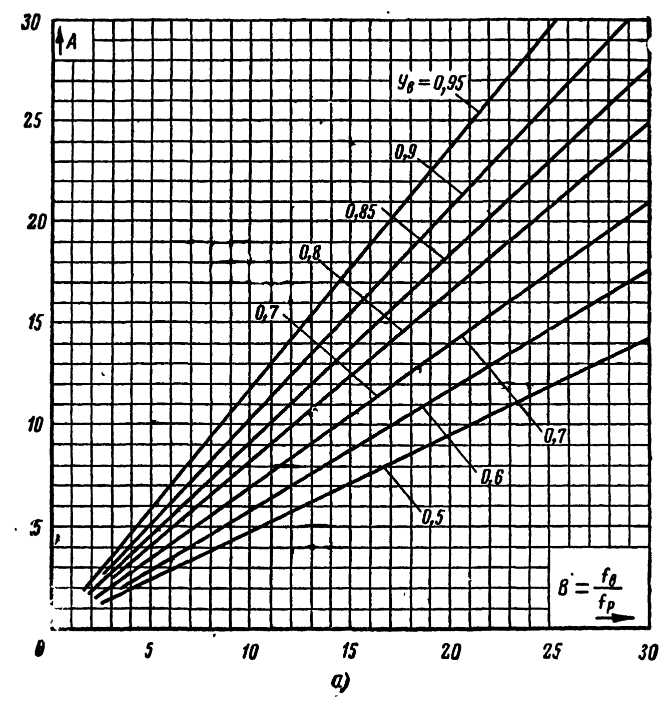
равным примерно 1 *в*, как было предположено при распределении напряжения питания, потребуется взять $R_5 = 160$ *ом*.

Распределив поровну допущенные на каскад частотные искажения на низшей частоте $M_н = \frac{1}{Y_н} = \frac{1}{0,89} = 1,12$ между тремя конденсаторами C_1, C_2 и C_5, вносящими эти искажения, получим на каждый из конденсаторов $M_{н\cdot с} = \sqrt[3]{M_н} = \sqrt[3]{1,12} \approx 1,04$. Тогда необходимая емкость разделительного конденсатора C_1 во входной цепи каскада составит:

$$C_1 = \frac{0,159}{f_н (R_{э.н} + R_с) \sqrt{M_{н.с}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{0,159}{100 (1\,000 + 1\,140) \sqrt{1,04^2 - 1}} = 2,6 \cdot 10^{-6}\ ф = 2,6\ мкф;$$

здесь $R_{э\,н}$ представляет собой сопротивление цепи левее C_1, равное $R_и = 1\,000$ *ом*, а $R_с$, являющееся сопротивлением цепи правее C_1,



а)

Рис. 7-16, *а*. Графики для расчета глубины обратной связи в транзисторных каскадах с эмиттерной высокочастотной коррекцией.

равно сопротивлению параллельного соединения $R_{вх}$, R_1 и R_2, что дает 1 140 *ом*. Для разделительного конденсатора C_2 в выходной цепи каскада $R_{э.н} \approx R_4 = 1\,000$ *ом*, $R_с = R_н = 1\,000$ *ом*, откуда его необходимая емкость по той же формуле получится равной 2,79 *мкф*.

Так как сквозная крутизна характеристики цепи эмиттера $S_с$ с учетом обратной связи, вносимой резистором R_3, равна

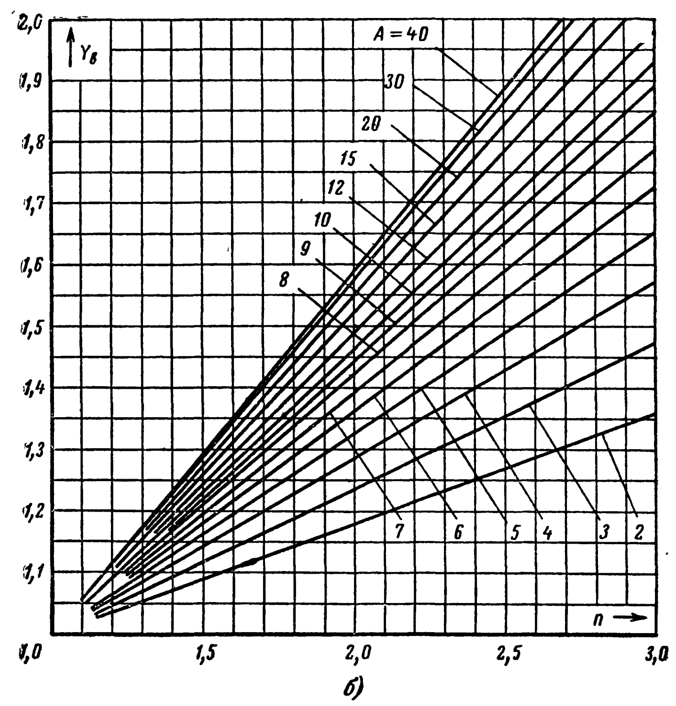
$$S_с = \frac{1+\beta}{R_{и.э} + R'_{вх}} = \frac{1+40}{604 + 4\,430} = 8{,}15 \cdot 10^{-3}\ a/в,$$

емкость конденсатора C_5, согласно формуле (7-19) должна быть:

$$C_5 = \frac{0{,}159}{f_н R_5} \sqrt{\frac{(1 + S_с R_5)^2 - M^2_{н.с}}{M^2_{н.с} - 1}} =$$

$$= \frac{0{,}159}{100 \cdot 160} \sqrt{\frac{(1 + 8{,}15 \cdot 10^{-3} \cdot 160)^2 - 1{,}04^2}{1{,}04^2 - 1}} =$$

$$= 71{,}3 \cdot 10^{-6}\ ф = 71{,}3\ мкф,$$



б)

Рис. 7-16, *б*. Графики для расчета корректирующего конденсатора $C_э$ в каскадах с эмиттерной высокочастотной коррекцией и подъемом на верхних частотах.

что примерно впятеро меньше емкости, необходимой в этих же условиях для каскада с высокочастотной коррекцией индуктивностью, так как в последнем случае S_c вследствие отсутствия обратной связи окажется равной $\frac{1+\beta}{R_{и.э}+R_{вх}} = \frac{1+40}{604+333} = 4{,}4 \cdot 10^{-2}$ *а/в*, т. е. возрастет более чем в 5 раз.

Коэффициент усиления тока рассчитанного каскада $K_т$, представляющий собой отношение тока сигнала в нагрузке $I_{вых}$ к току сигнала в цепи базы транзистора $I_{б\sim}$, составит:

$$K_т = \frac{I_{вых\sim}}{I_{б\sim}} \approx \frac{\beta R_{к\sim}}{R_н} = \frac{40 \cdot 500}{1\,000} = 20,$$

откуда ток сигнала в цепи базы, напряжение сигнала на входе $U_{вх}$ и коэффициент усиления напряжения каскада K будут равны:

$$I_{б\sim} = \frac{I_{вых}}{K_т} = \frac{U_{вых}}{R_н K_т} = \frac{1,5}{1\,000 \cdot 20} = 7,5 \cdot 10^{-5}\ a;$$

$$U_{вх} = I_{б\sim} R'_{вх} = 7,5 \cdot 10^{-5} \cdot 4\,430 = 0,333\ в;$$

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1,5}{0,333} = 4,5.$$

Если полученные значения коэффициентов усиления недостаточны, в каскаде можно использовать транзистор с большей граничной частотой, что увеличит усиление каскада.

Когда частотную характеристику широкополосного транзисторного каскада с эмиттерной коррекцией нужно получить с подъемом на верхних частотах ($Y_в > 1$), что нередко требуется для корректирования других каскадов или всего устройства, расчет производят точно так же, но коэффициент B полагают равным $3f_в/f_р$, и значение A независимо от заданной величины подъема находят по кривой рис. 7-16, *а* для $Y_в = 0{,}7$; шунтирующую емкость $C_з$ в этом случае находят с помощью кривых рис. 7-16, *б*. Например, если в рассчитанном выше каскаде нужно получить подъем частотной характеристики в 3 *дб* ($Y_в = 1{,}41$) на верхней рабочей частоте $Y_в = 8$ *Мгц*, то для $B = \frac{3 \cdot 8 \cdot 10^6}{1{,}52 \cdot 10^6} = 15{,}8$ по графику рис. 7-16, *а*, для $Y_в = 0{,}7$ и $B = 15{,}8$ получаем $A = 11$, после чего по приведенным выше формулам находим $R_з = 229 \approx 220$ *ом* и $C_з = 43{,}5$ *пф*. Это значение $C_з$ соответствует частотной характеристике без подъема; для получения характеристики с заданным подъемом на верхней рабочей частоте найденное $C_з$ нужно помножить на коэффициент n, определяемый по графику рис. 7-16, *б* и равный 1,9 для $A = 11$ и $Y_в = 1{,}41$. Отсюда необходимая емкость конденсатора $C_з$ для характеристики с подъемом в 3 *дб* на частоте $f_в = 8$ *Мгц* составит: $C'_з = C_з \cdot n = 43{,}5 \cdot 1{,}9 \approx 83$ *пф*.

Приведенная выше методика расчета и график рис. 7-16, *а* пригодны и для расчета импульсных усилителей с эмиттерной коррекцией; при этом, распределив с учетом формул (9-8) заданное время установления усилителя по отдельным его каскадам, для каждого из каскадов находят его верхнюю граничную частоту $f_{в.г} \approx 0{,}35/t_у$, где $t_у$ — время установления каскада, а затем, приравняв $f_{в.г} = f_в$ и

$Y_в=0{,}7$ рассчитывают каскад, как это сделано выше. При таком методе расчета и емкости C_3, соответствующей критической частотной характеристике без подъема, выброс переходной характеристики каскада в области малых времен не превышает нескольких процентов; небольшое увеличение ёмкости конденсатора C_3 позволяет уничтожить выброс.

Например, если допустимое время установления каскада равно $3{,}1\cdot10^{-8}$ *сек*, то $f_в=f_{в.г}\approx\frac{0{,}35}{3{,}1\cdot10^{-8}}=11{,}3\cdot10^6$ *гц*; в этом случае, если данные нагрузки и максимальное напряжение на ней те же, что и в задании настоящего примера, весь расчет каскада и его данные совпадут с приведенными выше

При расчете многокаскадного широкополосного усилителя с эмиттерной высокочастотной коррекцией оконечный каскад рассчитывают так, как это сделано в настоящем примере, но за сопротивление источника сигнала $R_и$ в этом случае принимают сопротивление резистора $R_к$ в цепи коллектора предыдущего каскада, находимое исходя из допустимого на нем падения напряжения питания. При расчете промежуточных каскадов за $R_и$ также принимают $R_к$ предыдущего каскада, но постоянную времени выходной цепи рассчитываемого каскада считают равной нулю; при расчете входного каскада за $R_и$ принимают сопротивление источника сигнала, подключаемого ко входу усилителя, а постоянную времени выходной цепи каскада также считают равной нулю.

Катодный и эмиттерный повторители

Имеющаяся в катодном и эмиттерном повторителях последовательная отрицательная обратная связь по напряжению повышает входное сопротивление усилительного элемента, уменьшает его динамическую входную емкость, выходное сопротивление и коэффициент гармоник и снижает коэффициент усиления каскада по напряжению до величины, меньшей единицы.

Вследствие высокого входного сопротивления и малой динамической входной емкости катодный и эмиттерный повторители используют как входные каскады в усилителях гармонических и импульсных сигналов для повышения их входного сопротивления и уменьшения входной емкости. Из-за низкого выходного сопротивления катодный и эмиттерный повторители также используют как входные каскады в широкополосных гармонических и импульсных усилителях, работающих на нагрузку с малым сопротивлением — например, на низкоомный концентрический кабель, большую емкость и т. д.

Сопротивление нагрузки $Z_н$ можно включать непосредственно в выходную цепь повторителя (рис. 7-17, *а*); если же прохождение постоянной составляющей тока через нагрузку нежелательно, ее включают через разделительный конденсатор $C_с$ (рис. 7-17, *в*). В последнем случае, а также если нагрузка не проводит постоянный ток (рис. 7-17, *б*), в цепь катода или эмиттера включают резистор $R_к$ или $R_э$, через который проходит постоянная составляющая анодного или коллекторного тока (рис. 7-17, *б* и *в*). Этот резистор также включают для подгонки выходного сопротивления повторителя к заданной величине, если без него не удается получить нужное выходное сопротивление.

В катодном повторителе сопротивление резистора $R_к$ следует брать много больше $Z_н$, чтобы $R_к$ заметно не шунтировало нагрузку; максимальная величина $R_к$ ограничивается допустимым напряжением катод — подогреватель примененной лампы, а также напряжением источника питания. В эмиттерном повторителе падающее на $R_э$ напряжение питания используют для эмиттерной стабилизации рабочей точки, а величину $R_э$ рассчитывают, взяв напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к\,э}$ на $1 \div 2$ *в* больше заданной амплитуды выходного напряжения сигнала и поделив разность $E_к - U_{к.э}$ на ток эмиттера в точке покоя.

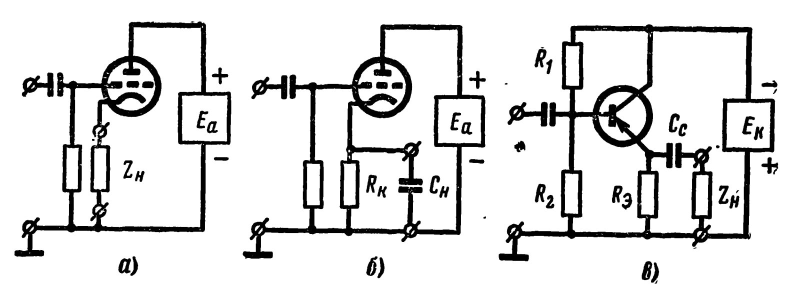


Рис. 7-17. Включение нагрузки в повторителях.

а — непосредственно, *б* — с параллельно включенным резистором $R_К$; *в* — через разделительный конденсатор.

В катодных повторителях целесообразно применять трехэлектродные лампы вследствие их меньшей стоимости, даже при использовании повторителей в широкополосных устройствах, так как динамическая входная емкость повторителя с триодом невелика; для однотипности ламп усилителя в повторителях нередко применяют экранированные лампы в триодном включении (рис. 7-18). Пентодное включение экранированных ламп здесь используют редко, так как при этом уменьшается отдаваемая повторителем амплитуда сигнала и коэффициент усиления и лишь немного снижается и без того малая динамическая входная емкость.

В катодном повторителе отрицательное смещение на управляющую сетку лампы можно снимать с нагрузки (рис. 7-19, *а*). Если падение напряжения на $R_к$ превышает необходимую величину смещения, $R_к$ можно разделить на $R_{к1}$ и $R_{к2}$ и подать смещение на сетку с $R_{к1}$ (рис. 7-19, *б*); можно также подать на сетку компенсирующее напряжение от источника анодного питания через резистор R_1 (рис. 7-19, *в*). Резисторы $R_{к1}$ и R_1 рассчитывают по формулам

$$R_{к1} = \frac{U_{c0}}{I_{к0}}; \quad R_1 = \frac{E_a R_c}{I_{к0} R_н - U_{c0}} - R_c, \tag{7-25}$$

где U_{c0} — необходимое отрицательное смещение на сетке, $I_{к0}$ — постоянная составляющая тока катода; остальные обозначения ясны из рисунка. При подаче смещения по способу рис. 7-19, *б* вследствие введения последовательно с R_c напряжения обратной связи входное сопротивление повторителя увеличивается, становясь равным

$$R_c' = \frac{R_c R_к (1 + S_к R_0)}{R_к (1 + S_к R_0) - S_к R_0 R_{к2}}, \qquad (7\text{-}26)$$

здесь $R_к = R_{к1} + R_{к2}$ и $R_0 = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}$, а крутизна тока катода $S_к$ равна крутизне тока анода в точке покоя S для триода и экранированной лампы в пентодном включении и обращается в $S\frac{I_{a0} + I_{э0}}{I_{a0}}$ при экранированной лампе в триодном включении. Если $R_н$ в повторителе отсутствует, $R_0 = R_к$ и формула (7-26) упрощается:

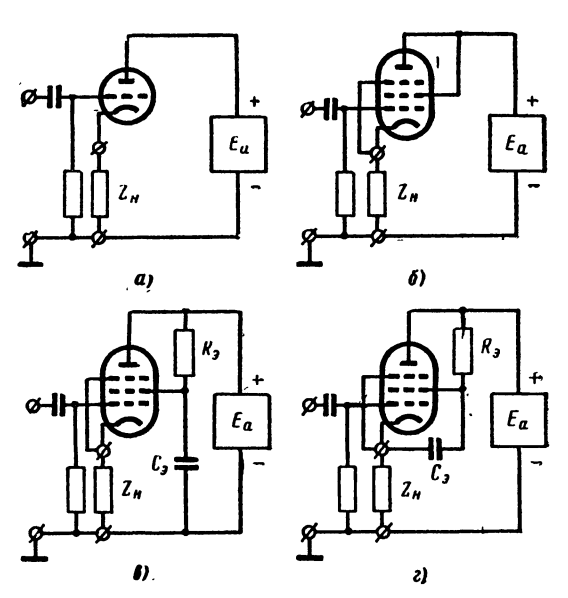


Рис. 7-18. Включение лампы в катодном повторителе.

а — триода; *б* — триодное включение экранированной лампы при напряжении на экранирующей сетке, равном анодному; *в* — то же при напряжении на экранирующей сетке ниже анодного; *г* — пентодное включение экранированной лампы.

$$R_c' = R_c \frac{1 + S_к R_к}{1 + S_к R_{к1}}. \qquad (7\text{-}27)$$

Поэтому при расчете частотных искажений, спада и необходимой емкости разделительного конденсатора C_c при подаче смещения на повторитель по способу рис. 7-19, *б* в формулы (5-7), (5-11), (5-13) и (5-14) вместо R_c подставляют найденное из (7-26) или (7-27) значение R_c'; так как $R_c' > R_c$, у предыдущего каскада частот-

ные искажения на низшей частоте и спад, или емкость конденсатора $C_с$, получаются меньше, чем при работе на каскад с общим катодом.

При подаче смещения по способу рис. 7-19, *в* входное сопротивление повторителя оказывается немного ниже $R_с$, определяясь выражением

$$R_с' = \frac{R_с R_1}{R_с + R_1}, \qquad (7\text{-}28)$$

что следует учитывать при расчете частотной характеристики и спада предыдущего каскада, а также конденсатора $C_с$. Но зато при

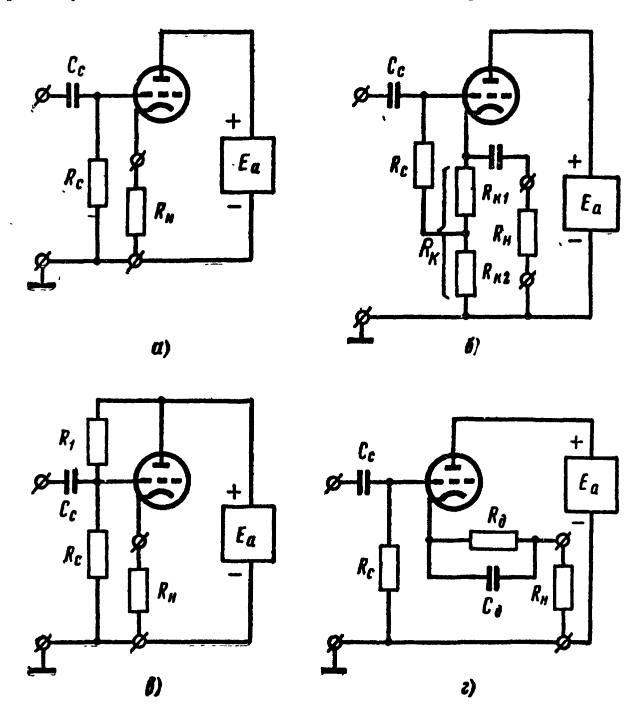


Рис. 7-19. Способы подачи отрицательного смещения на управляющую сетку лампы повторителя при постоянной составляющей напряжения на катодной нагрузке.

а — равной необходимому напряжению смещения; *б* и *в* — превышающей напряжение смещения; *г* — меньшей нужного напряжения смещения.

этом способе подачи смещения анодный ток лампы меняется меньше при ее замене и старении, так как каскад имеет более глубокую отрицательную обратную связь по постоянному току.

Если падение напряжения питания на нагрузке повторителя меньше необходимого смещения, последовательно с $R_н$ включают

добавочный резистор $R_д$, шунтируемый для предотвращения снижения усиления конденсатором $C_д$ (рис. 7-19, *г*). Его сопротивление находят по формуле

$$R_д = \frac{U_{с0}}{I_{к0}} - R_н; \qquad (7\text{-}29)$$

емкость конденсатора $C_д$, а также дополнительные частотные искажения на низшей частоте и спад, им вносимые, определяются выражениями (7-19) и (7-18), в которых R полагают равным $R_д$, а $S_с$ — равным $\frac{S_к}{1 + S_к R_0}$; значения $S_к$ и R_0 здесь и дальше те же, что и в формуле (7-26).

Коэффициент усиления напряжения $K_{ср}$ у катодного повторителя меньше единицы, так как выходное напряжение здесь равно входному напряжению за вычетом напряжения сигнала между сеткой и катодом лампы; он определяется уравнениями

$$K_{ср} = \frac{\mu R_0}{R_i + (1 + \mu) R_0} \approx \frac{S_к R_0}{1 + S_к R_0}, \qquad (7\text{-}30)$$

первое из которых используют для повторителя с триодом, второе — для повторителя с экранированной лампой.

Выходное сопротивление лампы в повторителе из-за глубокой отрицательной обратной связи по напряжению получается очень низким; оно равно

$$R'_{вых} = \frac{R_i}{1 + \mu} \approx \frac{1}{S_к}, \qquad (7\text{-}31)$$

где R_i — внутреннее сопротивление анодной цепи лампы переменному току в точке покоя при включении с общим катодом и μ — ее статический коэффициент усиления.

При использовании резистора $R_к$ для согласования выходного сопротивления повторителя с сопротивлением нагрузки необходимое сопротивление $R_к$ находят по формуле

$$R_к = \frac{R_н}{1 - S_к R_н}. \qquad (7\text{-}32)$$

Динамическую входную емкость катодного повторителя можно найти по выражениям:

$$\left.\begin{aligned} C_{вх.д} &= C_{с.а} + C_{с.к}(1 - K_{ср}); \\ C_{вх.д} &\approx C_{пр} + 0{,}5\, C_{вх}(2 - K_{ср}); \\ C_{вх.д} &= C_{пр} + C_{вх}(1 - K_{ср}), \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}33)$$

первое из которых применяют для повторителя с триодом, второе — для повторителя с экранированной лампой в триодном включении и последнее — для повторителя с экранированной лампой в тетродном или пентодном включении.

При экранированной лампе в катодном повторителе и цепочке $C_э R_э$ в ее экранирующей сетке (рис. 7-18, *в* и *г*) эта цепочка дает дополнительные частотные искажения на нижних частотах и спад; для их расчета и определения емкости конденсатора $C_э$ пригодны

формулы (7-18) и (7-19), в которых S_c для схемы рис. 7-18, *в* полагают равным $\frac{S}{\mu_{тр}(1+S_к R_0)} \cdot \frac{I_{э0}}{I_{з0}}$, а для схемы рис. 7-18, *г* равным

$$\frac{S}{\mu_{тр}(1+S R_0)} \cdot \frac{I_{э0}}{I_{з0}}.$$

Входное сопротивление транзистора $R'_{вх}$, его динамическая входная емкость $C_{вх.д}$, выходное сопротивление $R'_{вых}$, коэффициенты усиления напряжения $K_{ср}$ и тока $K_{т.ср}$, коэффициент гармоник $k'_г$ для эмиттерного повторителя с достаточной точностью можно найти по приближенным формулам

$$\left.\begin{aligned} &R'_{вх} \approx R_{вх.о.э} + R_{э\sim}(1+\beta); \quad C_{вх.д} \approx \frac{0{,}16}{f_\alpha\,(r_э + R_{э\sim})} + \frac{C_н}{1+\beta};\\ &R'_{вых} \approx \frac{R_{вх.о.э} + R'_и}{1+\beta}; \quad K_{ср} \approx \frac{R_{э\sim}(1+\beta)}{R_{вх.о.э} + R_{э\sim}(1+\beta)};\\ &K_{т.ср} \approx 1+\beta; \quad k'_г \approx k_г \frac{R'_и + R_{вх.о.э}}{R'_и + R_{вх.о.э} + R_{э\sim}(1+\beta)}, \end{aligned}\right\} \quad (7\text{-}34)$$

где β и $R_{вх.о.э}$ — статический коэффициент усиления тока на низких частотах и входное сопротивление транзистора переменному току в точке покоя при включении с общим эмиттером; $R_{вх.о.э}$ можно найти по статической входной характеристике или рассчитать как $r_б + r_э(1+\beta)$; $R_{э\sim}$ и $C_н$ — сопротивление нагрузки цепи эмиттера переменному току и емкость нагрузки цепи эмиттера; $R'_и$ и $k_г$ — сопротивление источника сигнала переменному току с учетом цепи подачи смещения и коэффициент гармоник транзистора в том же режиме, но при включении с общим эмиттером.

Из формул (7-34) видно, что транзистор в эмиттерном повторителе как бы увеличивает сопротивление своей нагрузки примерно в β раз, во столько же раз уменьшает емкость нагрузки, не усиливает напряжение сигнала, но усиливает ток сигнала примерно в β раз и имеет малый коэффициент гармоник.

Делитель подачи смещения эмиттерной стабилизации, обычно имеющийся в эмиттерном повторителе (резисторы R_1 и R_2 на рис. 7-17, *в*) рассчитывают как в обычном каскаде с общим эмиттером. Это делитель, мало влияющий на входное сопротивление каскада с общим эмиттером, часто не позволяет реализовать высокое входное сопротивление транзистора эмиттерного повторителя. Например, если $R_{э\sim}=1$ *ком*, $\beta=100$, $R_{вх.о.э}=1$ *ком*, $R_1=30$ *ком*, $R_2=20$ *ком*, то входное сопротивление каскада с общим эмиттером, равное сопротивлению параллельного соединения $R_{вх.о.э}$, R_1 и R_2 составит 923 *ом*, что близко к входному сопротивлению транзистора. При включении же с общим коллектором входное сопротивление транзистора в указанных условиях $R'_{вх}$ составит $1+1\,(1+100)=102$ *ком*, а входное сопротивление эмиттерного повторителя, равное сопротивлению параллельного соединения $R'_{вх}$, R_1 и R_2, окажется лишь около 11 *ком*, практически определяясь сопротивлением делителя смещения R_1R_2.

Для повышения входного сопротивления эмиттерного повторителя можно увеличить сопротивления делителя, но это ухудшит стабильность точки покоя; немного повысить входное сопротивление можно также уменьшением тока покоя коллектора до 0,3—0,5 *ма* при низкочастотном транзисторе и до 0,5—1 *ма* при высокочастотном. Дальнейшее снижение тока покоя сильно уменьшает β и площадь усиления транзистора.

Схема эмиттерного повторителя, изображенная на рис. 7-20, дает возможность сильно увеличить его входное сопротивление. Здесь в цепь базы транзистора последовательно с делителем смещения введен резистор R, нижний конец которого соединен с эмит-

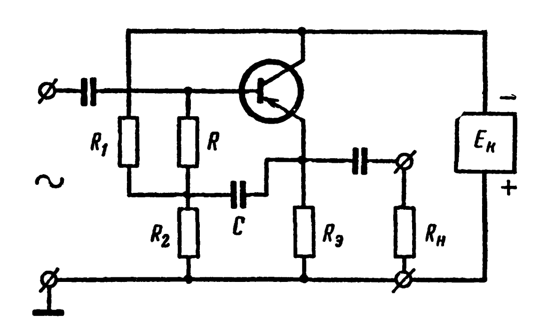


Рис. 7-20. Эмиттерный повторитель с повышенным входным сопротивлением.

тером через конденсатор C большой емкости; сопротивление резистора R берут в 2—5 раз меньше меньшего из сопротивлений делителя, а емкость C не ниже (1—2) $\dfrac{R_1 + R_2}{f_н R_1 R_2}$, так как при меньшей емкости входное сопротивление повторителя на низшей рабочей частоте $f_н$ сильно снижается. Вследствие введения последовательно с R напряжения отрицательной обратной связи входное сопротивление такого повторителя оказывается равным сопротивлению параллельного соединения $R_{вх}$ и $\dfrac{R}{1-K_{ср}} + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$; если взять $R = 5$ *ком*, а остальные величины оставить теми же, что в приведенном примере, то входное сопротивление повторителя по схеме рис. 7-20 составит примерно 85 *ком*, что лишь немного ниже входного сопротивления транзистора с общим коллектором, равного 102 *ком*.

Эквивалентные схемы катодного и эмиттерного повторителей, имеющих разделительный конденсатор в цепи нагрузки (рис. 7-17, *в*; рис. 7-19, *б*) практически не отличаются от эквивалентной схемы лампового резистивного каскада, изображенной на рис. 5-1, *б*, вследствие чего частотные, фазовые и переходные характеристики повторителей совпадают с характеристиками резистивного каскада, и для расчета характеристик повторителей и вносимых ими искажений

пригодны формулы (5-7)—(5-12), в которых для катодного повторителя считают:

$$R_c = R_н;\quad R_{э.н} = \frac{R'_{вых} R_к}{R'_{вых} + R_к};\quad R_{э.в} = \frac{R_{э.н} R_н}{R_{э.н} + R_н};$$

$$C_0 = C_{а.к} + C_м + C_{к.п} + C_н, \qquad (7\text{-}35)$$

где $C_{к.п}$ — емкость катод — подогреватель лампы, а для эмиттерного повторителя.

$$R_c = R_н;\quad R_{э.н} = \frac{R'_{вых} R_э}{R'_{вых} + R_э};\quad R_{э.в} = \frac{R_{э.н} R_н}{R_{э.н} + R_н};$$

$$C_0 = C_{вых} + C_м + C_н, \qquad (7\text{-}36)$$

где $C_{вых}$ — выходная емкость транзистора с общим коллектором, определяемая формулами (4-11). Выражения (7-35) и (7-36) справедливы для выходных повторителей, работающих на внешнюю нагрузку. Для входных повторителей в этих формулах $C_н$ и $R_н$ заменяют на $C_{вх.д}$ и $R_{вх}$ следующего за повторителем каскада; указанное в (7-36) значение $R_{э.в}$ в этом случае является приближенным и пригодно лишь при расчете усилителей низкой частоты. Точное значение $R_{э.в}$ здесь можно найти так, как это сделано в примере 7-5, но считая $R_н$, используемое в расчете, равным $\frac{R'_{вых} R_э}{R'_{вых} + R_э}$.

Вследствие очень низкого выходного сопротивления повторителя значение $R_{э.в}$ у него получается много меньше, чем у обычного резистивного каскада с общим катодом или эмиттером, а его частотная характеристика на верхних частотах оказывается очень хорошей и не нуждается в высокочастотной коррекции даже при использовании повторителя в широкополосном усилителе.

Для снижения напряжения между выходными электродами или защиты выходной цепи повторителя от паразитной связи через источник питания в его выходную цепь иногда включают резистор $R_ф$ с конденсатором $C_ф$, как это показано на рис. 7-21; такая цепочка, корректирующая в обычном резистивном каскаде низкие частоты, в повторителях вносит дополнительные частотные искажения на нижних частотах и спад вершины импульса. Эти искажения и необходимую емкость конденсатора $C_ф$ можно рассчитывать по формулам (7-18) и (7-19), положив в них $C = C_ф$, $R = R_ф$ и заменив S_c на $\frac{1}{R_i(1 + S_к R_0)}$, где $S_к$ и R_0 для лампы имеют те же значения что и в формуле (7-26), а для транзистора $S_к = S_c$ из последнего выражения (7-17), и $R_0 = \frac{R_э R_н}{R_э + R_н}$.

При подаче на вход повторителя очень быстро нарастающих и спадающих импульсов нагружающая его емкость C_0 не успевает заряжаться и разряжаться за время переднего и заднего фронтов импульса, в результате чего на входные электроды усилительного элемента в это время поступает не разность входного и выходного

напряжений, а почти все напряжение входного сигнала. Если входное напряжение значительно, оно может вызвать появление больших сеточных токов в лампе при положительном скачке входного напряжения и ее запирание при отрицательном скачке; у транзистора это вызывает заход в область насыщения и запирание соответственно. Указанные процессы могут сильно увеличить время установления переднего и заднего фронтов импульса в повторителе по сравнению с его нормальным значением, равным 2,2 $C_0R_{э.в}$.

Для устранения этого явления достаточно сделать время установления повторителя, определяемое приведенным здесь выражением, в несколько раз меньше длительности фронтов приходящих на вход повторителя импульсов. Обычно это не вызывает затруднений, так как сигналы большой амплитуды поступают на повторитель тогда, когда последний является выходным каскадом усилителя; при этом длительность фронтов импульса, прошедшего через каскады предварительного усиления, обычно во много раз превышает время установления повторителя. В тех же случаях, когда повторитель является входным каскадом, на него поступают слабые сигналы, и перегрузка усилительного элемента на фронтах импульса не имеет места.

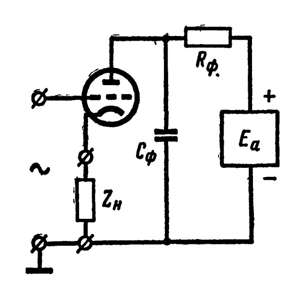


Рис. 7-21. Включение цепочки $C_ФR_Ф$ в повторителе.

При значительной выходной мощности повторителя на его питание затрачивается большая мощность, так как его коэффициент полезного действия невелик и для схем с разделительным конденсатором в цепи нагрузки обычно не превышает (2—6) %. Большого увеличения к. п. д. и сильного снижения мощности питания можно добиться при использовании и двухтактных *повторителей с несимметричным выходом и последовательным управлением,* называемых также двухтактными или каскодными повторителями (рис. 7-22). Здесь вместо резистора в катоде или эмиттере, с которого снимают выходной сигнал, использован второй усилительный элемент (лампа или транзистор), на вход которого с выхода первого подают сигнал противоположной полярности по отношению к сигналу на входе верхнего усилительного элемента и той же амплитуды. В результате оба усилительных элемента работают параллельно на общую нагрузку, подключаемую к каскаду через разделительный конденсатор C. Сопротивление резистора R берут порядка входного сопротивления транзистора при включении его с общей базой в транзисторном варианте и около $1/S$ в ламповом; цепи смещения и стабилизации рассчитывают как в обычном каскаде. Резистор R_1 делителя смещения подбирают так, чтобы напряжение питания делилось между обоими усилительными элементами поровну.

Свойства и характеристики таких повторителей не отличаются от обычных, но их выходное сопротивление вдвое ниже, а коэффициент усиления напряжения ближе к единице, так как эквивалентная крутизна характеристики здесь вдвое больше крутизны характеристики одного усилительного элемента; коэффициент полезного действия в транзисторном варианте достигает 40% и выше.

Пример 7-6. Рассчитаем выходной каскад для широкополосного усилителя гармонических сигналов, работающего на коаксиальный кабель с характеристическим сопротивлением $R_н=75$ *ом*, нагруженный на конце активным сопротивлением 75 *ом* для обеспечения отсутствия отражения. В полосе рабочих частот от 10 *кгц* до 50 *Мгц* частотные искажения каскада не должны превышать 0,5 *дб*; амплитуда напряжения сигнала на входе кабеля должна быть не менее 2 *в*. Напряжение источника анодного питания усилителя равно 180 *в*; постоянная составляющая напряжения на кабеле должна отсутствовать.

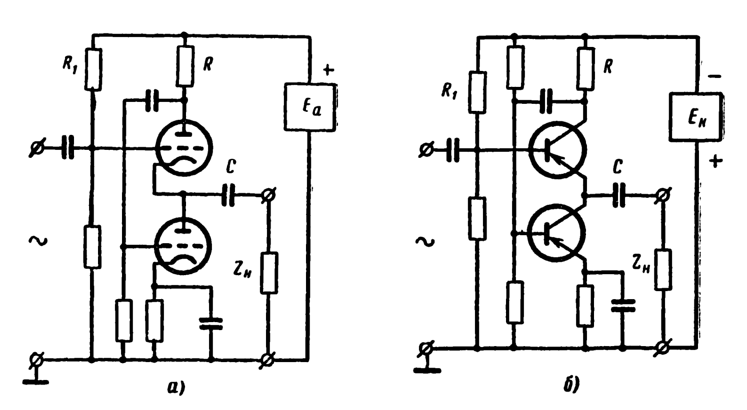


Рис. 7-22. Двухтактные повторители с несимметричным выходом и последовательным управлением.

а — катодный; *б* — эмиттерный.

Ввиду малого сопротивления нагрузки и очень широкой полосы рабочих частот применим в качестве выходного каскада усилителя катодный повторитель с разделительным конденсатором в цепи нагрузки по схеме рис. 7-19, *в*, обеспечивающей более высокую стабилизацию режима по постоянному току. При амплитуде выходного сигнала 2 *в* и сопротивления нагрузки 75 *ом* от лампы потребуется амплитуда тока сигнала $2:75=0{,}0267$ *а*; следовательно, для катодного повторителя необходима лампа с током покоя цепи катода порядка 30—35 *ма* и высокой крутизной характеристики, чтобы не вносить сильного ослабления сигнала при работе на низкоомную нагрузку.

По справочнику найдем, что подходящим является пальчиковый пентод типа 6П15П, имеющий при $U_{а0}=U_{э0}=150$ *в* и $U_{с0}=-2{,}5$ *в* $I_{а0}=30$ *ма*; $I_{э0}=4{,}5$ *ма*; $P_{а.доп}=12$ *вт*; $S=14{,}7$ *ма/в*; $C_{вх}=13{,}5$ *пф*; $C_{вых}=7$ *пф*.

Выбрав указанный режим и включив лампу 6П15П для упрощения схемы каскада триодом (рис. 7-18, *б*), подадим на анод и экранирующую сетку напряжение 150 *в*; тогда для гашения избытка напряжения $180-150=30$ *в* при токе катода 34,5 *ма* в цепь катода необходимо включить резистор $R_к=30:0{,}345=870$ *ом*. Остановившись на ближайшем стандартном сопротивлении 910 *ом* и взяв для лампы 6П15П в цепи управляющей сетки резистор с сопротивлением

R_c=0,47 *Мом*, что меньше допустимого для этой лампы $R_{c.доп}$= =1 *Мом*, по формуле (7-25) рассчитаем сопротивление резистора R_1 в цепи управляющей сетки

$$R_1 = \frac{E_a R_c}{I_{к0} R_к - U_{c0}} - R_c = \frac{180 \cdot 0,47 \cdot 10^6}{0,0345 \cdot 910 - 2,5} - 0,47 \cdot 10^6 = 2,46 \cdot 10^6 \text{ ом},$$

что округлим до ближайшего стандартного значения 2,4 *Мом*.

Найдя по указаниям к формуле (7-26), что крутизна катодного тока $S_к$ в выбранном режиме равна 16,9 *ма/в*, определим полное сопротивление нагрузки R_0 и коэффициент усиления катодного повторителя $K_{ср}$ на средних частотах

$$R_0 = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н} = \frac{910 \cdot 75}{910 + 75} = 69,4 \text{ ом};$$

$$K_{ср} = \frac{S_к R_0}{1 + S_к R_0} = \frac{16,9 \cdot 10^{-3} \cdot 69,4}{1 + 16,9 \cdot 10^{-3} \cdot 69,4} = 0,54,$$

откуда для получения выходного сигнала 2 *в* на вход катодного повторителя потребуется подать 2 : 0,54=3,7 *в*.

Для получения частотных искажений на низшей рабочей частоте 10 *кгц* не более 0,5 *дб* ($M_н$=1,06) емкость включенного последовательно с кабелем разделительного конденсатора $C_р$ согласно формуле (5-13) должна быть:

$$C_c = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 (55,5 + 75) \sqrt{1,06^2 - 1}} = 0,348 \cdot 10^{-6} \text{ ф} \approx 0,5 \text{ мкф},$$

так как на основании формул (7-35) и (7-31) $R_c = R_н$=75 *ом* и $R_{э\,н} = \dfrac{R_к}{1 + S_к R_к}$ =55,5 *ом*.

Приняв емкость монтажа цепи катода вместе с емкостью разделительного конденсатора C на землю (общий провод) около 10 *пф*, для чего этот конденсатор следует взять малогабаритным и крепить на изоляционной прокладке или непосредственно на выводных проводниках, и емкость катод — подогреватель лампы 6П15П также порядка 10 *пф*, получим в соответствии с формулами (7-35) при $C_н$=0 значение C_0=7+10+10=27 *пф* и $R_{э.в}$=32 *ом*. При этом согласно формуле (5-8) коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте 50 *Мгц* составит:

$$M_в = \sqrt{1 + (6,28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 32)^2} = 1,037,$$

что не превосходит допустимого значения. Время установления рассчитанного катодного повторителя равно

$$t_у = 2,2 C_0 R_{э.в} = 2,2 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 32 = 1,9 \cdot 10^{-9} \text{ сек}.$$

Для того, чтобы время установления повторителя при максимальном выходном сигнале не превосходило этой величины, время

установления предварительного усилителя должно быть не меньше (2—3) $t_у = (2 \div 3) \cdot 1{,}9 \cdot 10^{-9} \approx 5 \cdot 10^{-9}$ *сек.*

Однако в таком катодном повторителе не будет обеспечиваться заданная амплитуда выходного сигнала на высшей рабочей частоте; так как полное сопротивление нагрузки рассчитанного каскада определяется сопротивлением параллельно соединенных сопротивления $R_0 = 69{,}4$ *ом* и емкости $C_0 = 27 \cdot 10^{-12}$ *ф*, что на высшей рабочей частоте $50 \cdot 10^6$ *гц* составит:

$$Z = \frac{R_0}{\sqrt{1 + (6{,}28 f_в C_0 R_0)^2}} =$$

$$= \frac{69{,}4}{\sqrt{1 + (6{,}28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 27 \cdot 10^{-12} \cdot 69{,}4)^2}} = 59{,}8 \text{ ом},$$

для получения на таком сопротивлении амплитуды выходного напряжения 2 *в* от лампы потребуется амплитуда тока сигнала

$$I_{am} = \frac{U_{вых\,m}}{Z} = \frac{2}{59{,}8} = 0{,}035 а = 35 \text{ ма}.$$

Следовательно, ток покоя цепи катода, который для получения малых нелинейных искажений должен превышать в 1,1—1,2 раза максимальный ток сигнала, для получения на частоте 50 *Мгц* полного выходного напряжения должен быть увеличен примерно до 40 *ма.*

Пример 7-7. Рассчитаем эмиттерный повторитель, являющийся первым каскадом усилителя воспроизведения грамзаписи, изображенного на рис. 9-17, и повышающий его входное сопротивление. Нагрузкой повторителя является следующий каскад, выполненный на транзисторе П14 и имеющий: $R_{вх.сл} = 1$ *ком*; $U_{вх\,m\,сл} = 0{,}03$ *в*; $I_{вх\,m\,сл} = 3 \cdot 10^{-5}$ *а*; $f_н = 70$ *гц*; $f_в = 8$ *кгц*; $C_{э.д.сл} = 5 \cdot 10^{-9}$ *ф*. Напряжение питания повторителя с учетом падения напряжения на резисторах фильтров R_6 и R_{11} равно $E_к = 10$ *в*; сопротивление звукоснимателя с корректирующей цепочкой, являющегося источником сигнала, на низшей частоте максимально и равно $R_и = 30$ *ком*; амплитуда его э. д. с. $U_{и\,m} = 0{,}1$ *в.*

Применим в повторителе транзистор П14, однотипный с транзистором следующего каскада и имеющий: $f_\alpha \geqslant 10^6$ *гц*; $C_к \leqslant 50$ *пф*; $r_б \leqslant 150$ *ом*; $\beta = 20—40$; $I_{к0\,макс} = 20$ *ма*; $U_{к.э.макс} = 15$ *в*; $P_{макс} = 150$ *Мвт.*

Ток покоя эмиттера повторителя в соответствии с формулой (5-17) должен быть не меньше: $I_{э0} \approx I_{к0}$ $(1{,}3 \div 2) \times I_{вх\,m\,сл} = (1{,}3 \div 2) \cdot 3 \cdot 10^{-5} = (3{,}9 \div 6) \cdot 10^{-5}$ *а*; столь малый ток покоя не обеспечит нормальных параметров транзистора, а поэтому увеличим его, но не до 1 *ма*, что рекомендуется для низкочастотных транзисторов, а лишь до 0,4 *ма* для повышения входного сопротивления повторителя и снижения собственных шумов транзистора.

Для стабилизации рабочей точки используем в повторителе коллекторную стабилизацию, так как она позволит получить более высокое входное сопротивление повторителя, чем эмиттерная. Сопротивление резистора R_3 в цепи эмиттера (рис. 9-17) найдем, задавшись падением напряжения питания на нем $U_э = 7$ *в*; при этом напряжение коллектор — эмиттер $U_{к.э}$ на транзисторе повторителя

составит 10—7=3 *в*, что обеспечит малый уровень собственных шумов транзистора. Отсюда

$$R_3 = \frac{U_э}{I_{э0}} \approx \frac{U_э}{I_{к0}} = \frac{7}{4\cdot 10^{-4}} = 1{,}75\cdot 10^4 \ ом \approx 18 \ ком.$$

Для получения $I_{э0} \approx I_{к0} = 0{,}4$ *ма* на транзистор П14 нужно подать напряжение смещения эмиттер — база $U_{б0}$ около 0,15 *в*, и сопротивление резистора R_2 согласно формуле (3-5) должно быть равно

$$R_2 = R_{д1} = \frac{E_к - I_{э0} R_э - U_{б0}}{(1-\alpha) I_{э0}} = (1+\beta)\frac{E_к - I_{э0} R_э - U_{б0}}{I_{э0}} =$$

$$= (1+30)\frac{10 - 4\cdot 10^{-4}\cdot 1{,}8\cdot 10^4 - 0{,}15}{4\cdot 10^{-4}} \approx 2\cdot 10^5 \ ом = 200 \ ком,$$

так как среднее значение β транзистора П14 равно 30. При этом эквивалентное сопротивление источника сигнала $R'_и$ с учетом шунтирующего действия R_2 составит:

$$R'_и = \frac{3\cdot 10^4\cdot 2\cdot 10^5}{3\cdot 10^4 + 2\cdot 10^5} = 2{,}61\cdot 10^4 \ ом.$$

При среднем значении $r_б = 100$ *ом* для П14 и $I_{э0} = 0{,}4$ *ма* получим для транзистора повторителя:

$$r_э \approx \frac{26}{I_{э0\,(ма)}} = \frac{26}{0{,}4} = 65 \ ом;$$

$$R_{вх\,о.э} = r_б + (1+\beta) r_э = 100 + (1+30)\cdot 65 \approx 2\,100 \ ом.$$

Найдя $R_{э\sim}$, по формулам (7-34) определим входное сопротивление повторителя $R'_{вх}$, его динамическую входную емкость $C_{вх.д}$, выходное сопротивление $R'_{вых}$ и коэффициент усиления напряжения $K_{ср}$:

$$R_{э\sim} = \frac{R_3 R_{вх.сл}}{R_3 + R_{вх\,сл}} = \frac{18\,000\cdot 1\,000}{18\,000 + 1\,000} = 947 \ ом;$$

$$R'_{вх} = 2\,100 + 947\,(1+30) = 3{,}14\cdot 10^4 \ ом;$$

$$C_{вх.д} = \frac{0{,}16}{1\cdot 10^6\,(65 + 947)} + \frac{5\cdot 10^{-9}}{1+30} = 3{,}19\cdot 10^{-10} \ ф = 319 \ пф;$$

$$R'_{вых} = \frac{2\,100 + 26\,100}{1+30} = 910 \ ом;$$

$$K_{ср} = \frac{947\,(1+30)}{2\,100 + 947\,(1+30)} = 0{,}933,$$

откуда необходимое напряжение сигнала на входе повторителя $U_{вх\,m} = \frac{U_{вх\,m\,сл}}{K_{ср}} = \frac{0{,}03}{0{,}933} = 0{,}0321$ *в*. Так как входное сопротивление

повторителя с учетом шунтирования его сопротивлением резистора R_2 равно $R^*_{вх} = \frac{R'_{вх} R_2}{R'_{вх} + R_2} = \frac{3,14 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^5}{3,14 \cdot 10^4 + 2 \cdot 10^5} = 2,71 \cdot 10^4$ *ом*, напряжение сигнала на входе составит: $U_{вх\,m} = \frac{U_{и\,m} R^*_{вх}}{R_и + R^*_{вх}} = \frac{0,1 \cdot 2,71 \cdot 10^4}{3 \cdot 10^1 + 2,71 \cdot 10^4} = 0,0473$ *в*, что немного превышает необходимое.

По выражениям (7-36) и пояснениям к ним найдем, что в нашем случае $R_с = R_{вх.сл} = 1$ *ком*; $R_{э.н} = \frac{R'_{вых} R_3}{R'_{вых} + R_3} = 865$ *ом*; $R_{э.в} \approx \approx \frac{R_{э.н} R_{вх.сл}}{R_{э.н} + R_{вх.сл}} = 436$ *ом* и $C_0 = C_{вых} + C_м + C_{вх.д.сл}, \approx C_{вх.д.сл} = 5\,000$ *пф* $= 5 \cdot 10^{-9}$ *ф*, так как рассчитанное по формуле (4-11) значение $C_{вых}$ близко к $C_к$, а следовательно, не превышает 50 *пф*. Отсюда согласно формуле (5-8) коэффициент частотных искажений повторителя на верхней рабочей частоте составит:

$$M_в = \sqrt{1 + (6,28 \cdot 8\,000 \cdot 436 \cdot 5 \cdot 10^{-9})^2} = 1,006;$$

если допустимые частотные искажения от влияния разделительного конденсатора C_3 (рис. 9-17) на низшей рабочей частоте равны 0,2 *дб* ($M_н = 1,024$), то необходимая емкость этого конденсатора определится выражением (5-13), что даст:

$$C_3 = \frac{0,159}{70\,(865 + 1\,000)\sqrt{1,024^2 - 1}} = 5,54 \cdot 10^{-6}\, ф \approx 6\, мкф.$$

Разделительный конденсатор C_2 во входной цепи повторителя для схемы рис. 9-17 следует рассчитывать для наихудшего (нижнего) положения регулятора усиления, положив $R_{э.н} = 0$ и $R_с = R_{вх} = 2,71 \cdot 10^4$ *ом*; искажения, вносимые входной цепью повторителя на верхней рабочей частоте вследствие низкого сопротивления звукоснимателя на верхних частотах и малой динамической входной емкости повторителя будут неощутимы.

Инверсный каскад с разделенной нагрузкой

В инверсном каскаде с разделенной нагрузкой нагрузка выходной цепи разделена на две части, включаемые в провод анода и провод катода или в провод коллектора и провод эмиттера (рис. 7-23). При равенстве токов сигнала в катодном и анодном проводах и равенство сопротивлений нагрузки катодной и анодной цепей напряжение сигнала на резисторах $R_к$ и $R_а$ будет одинаковым. Подключив через разделительные конденсаторы $C_с$ к аноду и катоду лампы симметричную нагрузку, получим на ней, как видно из рис. 7-23, *а*, симметричное относительно общего провода выходное напряжение, складывающееся из двух одинаковых по величине и противоположных по знаку напряжений $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$.

В каскаде с разделенной нагрузкой можно использовать триод, экранированную лампу, транзистор. В ламповом варианте отрицательное смещение на управляющую сетку либо подают с части сопротивления $R_к$ (рис. 7-19, *б*), либо компенсируют излишнее смещение резистором R_1 (рис. 7-23, *а*).

К достоинствам инверсного каскада с разделенной нагрузкой относятся: использование лишь одного усилительного элемента и очень хорошие частотная, фазовая и переходная характеристики на верхних частотах, а к недостаткам — отсутствие усиления напряжения сигнала (нижнее плечо схемы представляет собой повто-

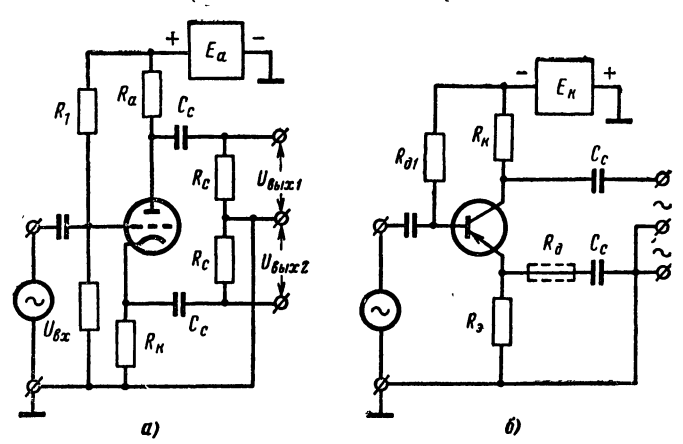


Рис. 7-23. Инверсные каскады с разделенной нагрузкой.

а — ламповый; *б* — транзисторный

ритель) и вдвое меньшее максимальное выходное напряжение по сравнению с обычным резистивным каскадом, так как развиваемое усилительным элементом напряжение сигнала здесь делится пополам. В таком каскаде нельзя применять низкочастотную коррекцию цепочкой $C_ф R_ф$, а в высокочастотной коррекции он обычно не нуждается.

Инверсный каскад с разделенной нагрузкой применяют в широкополосных усилителях гармонических и импульсных сигналов, а также в усилителях звуковых частот как переходный каскад между однотактной и двухтактной схемами. В качестве выходного каскада широкополосных усилителей он применяется редко вследствие малого максимального выходного напряжения.

Коэффициент усиления лампового инверсного каскада с разделенной нагрузкой, равный отношению выходного напряжения одного плеча $U_{вых}$ к входному напряжению каскада $U_{вх}$, в области средних частот определяется выражениями:

$$K_{ср} = \frac{\mu R_\sim}{(\mu + 2) R_\sim + R_i} \approx \frac{S R_\sim}{\left(S + \frac{2}{R_i}\right) R_\sim + 1}, \qquad (7\text{-}37)$$

первое из которых удобно для триода, а второе — для экранированной лампы. Здесь $R_{\smile}$ — сопротивление нагрузки анодной и катодной цепей, равное для схемы рис. 7-23, *а* сопротивлению параллельного соединения резисторов $R_а$ и $R_с$.

Для расчета частотных, фазовых и переходных характеристик инверсного каскада с разделенной нагрузкой пригодны формулы обычного резистивного каскада при условии, что для триода сопротивление R_i в этих формулах заменяют на $\frac{R_i + R_{\smile}}{1 + \mu}$, а для экранированной лампы на $1/S$; сопротивление $R_{э.н}$ полагают равным нулю, а значение C_0 находят из выражения

$$C_0 = 2C_{а.к} + C_м + C_{к.п} + C_н, \tag{7-38}$$

где $C_{а.к}$ — емкость анод — катод лампы каскада;
$C_м$ — емкость монтажа одного плеча схемы;
$C_{к.п}$ — емкость катод — подогреватель;
$C_н$ — емкость одного плеча нагрузки.

Ввиду очень низкого выходного сопротивления катодного плеча инверсного каскада с разделенной нагрузкой его частотная и фазовая характеристики на верхних частотах, а следовательно, и переходная характеристика в области малых времен почти такие же, как у катодного повторителя, и не нуждаются в высокочастотной коррекции до десятков мегагерц.

Динамическая входная емкость каскада с разделенной нагрузкой много меньше, чем обычного резистивного каскада, и определяется: 1) для триода, 2) для экранированной лампы с нижним выводом от $C_э$ на катоде и 3) для экранированной лампы с нижним выводом от $C_э$ на общем проводе соответственно выражениями

$$\left.\begin{array}{l} 1)\ C_{вх.д} = C_{с.к}(1 - K_{ср}) + C_{а.с}(1 + K_{ср}); \\ 2)\ C_{вх.д} = C_{вх}(1 - K_{ср}) + C_{пр}(1 + K_{ср}) \approx C_{вх}(1 - K_{ср}); \\ 3)\ C_{вх.д} \approx C_{вх}(1 - 0{,}5K_{ср}). \end{array}\right\} \tag{7-39}$$

Из-за того что емкость нагрузки C_0 анодного плеча каскада с разделенной нагрузкой несколько отличается от емкости нагрузки катодного плеча, частотные характеристики плеч на верхних частотах и их переходные характеристики в области малых времен получаются неодинаковыми, что создает асимметрию выходного напряжения на верхних частотах. Эта асимметрия проявляется на частотах в десятки килогерц и выше и в усилителях звуковых частот не имеет значения. В широкополосных усилителях, где она недопустима, ее устраняют подключением параллельно выходу нижнего или верхнего плеча небольшого подстроечного конденсатора, изменением емкости которого добиваются симметрии выходного напряжения на верхних частотах.

На нижних частотах симметрия выходного напряжения каскада с разделенной нагрузкой может нарушиться из-за влияния внутреннего сопротивления источника питания, а также из-за влияния цепочки $C_ф R_ф$, если она имеется в каскаде. Для устранения асимметрии на нижних частотах сопротивление источника питания должно быть настолько малым, а емкость конденсатора $C_ф$ настолько боль-

шой, чтобы сопротивление этих цепей практически не нарушало равенства сопротивлений нагрузки анодной и катодной цепей на низшей рабочей частоте.

При использовании в каскаде с разделенной нагрузкой экранированной лампы и подключении нижнего вывода от конденсатора $C_э$ к общему проводу, через резистор $R_к$ проходит переменная составляющая катодного тока, превышающая переменную составляющую анодного тока в $S_к/S$ раз. В этом случае для получения от каскада симметричного выходного напряжения сопротивление нагрузки катодного плеча переменному току следует взять в $S_к/S$ раз меньше сопротивления нагрузки анодного плеча переменному току.

В транзисторном инверсном каскаде с разделенной нагрузкой в нижнее плечо, имеющее очень низкое выходное сопротивление, иногда включают последовательно добавочное сопротивление $R_д$ для выравнивания выходных сопротивлений плеч (рис. 7-23, *б*), так как их неравенство при работе каскада на нелинейную нагрузку может сильно увеличить нелинейные искажения.

Коэффициент усиления тока транзисторного каскада с разделенной нагрузкой при отсутствии $R_д$ определяется выражением

$$K_{т.ср} \approx (1+\beta)\frac{R_{э\sim}}{R_{вх.сл}}, \tag{7-40}$$

где $R_{э\sim}$ — сопротивление нагрузки цепи эмиттера переменному току, равное сопротивлению параллельного соединения $R_э$ и входного сопротивления плеча следующего каскада с учетом цепей подачи смещения, и $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление транзистора следующего каскада.

В транзисторном каскаде с разделенной нагрузкой, ввиду того что через эмиттерное плечо проходит ток эмиттера, а через коллекторное — ток коллектора, при одинаковых сопротивлениях нагрузки плеч выходное напряжение эмиттерного плеча получается в $1/\alpha$ раз больше, где α — статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с общей базой. В этом случае для получения симметричного выхода сопротивление нагрузки эмиттерного плеча переменному току должно быть в $1/\alpha$ раз меньше сопротивления нагрузки коллекторного плеча.

При наличии резистора $R_д$, для получения симметричного входного напряжения на транзисторах оконечного каскада сопротивление резистора $R_э$ берут больше $R_к$.

В ламповом инверсном каскаде с разделенной нагрузкой, предназначенном для усиления звуковых частот, сопротивления резисторов $R_а$ и $R_к$ обычно берут порядка нескольких десятков килоом, так как при дальнейшем увеличении этих сопротивлений как коэффициент усиления каскада, так и глубина обратной связи практически не изменяется. В широкополосных инверсных каскадах с разделенной нагрузкой значение $R_к$, а следовательно, и связанное с ним $R_а$ выбирают из тех же соображений, что и в катодном повторителе (см. стр. 234). В транзисторном каскаде сопротивление резисторов берут возможно более высоким, рассчитывая их исходя из максимально допустимого на них падения напряжения питания.

Остальные детали инверсного каскада с разделенной нагрузкой рассчитывают так же, как в обычном резистивном каскаде.

Инверсный каскад с катодной (эмиттерной) связью

В инверсном каскаде с катодной связью (рис. 7-24, *а*) в общий катодный провод двух ламп $Л_1$ и $Л_2$ включен резистор катодной связи $R_{к\ с}$, создающий в каскаде обратную связь. В анодные цепи ламп включены резисторы $R_а$, с которых снимается выходное напряжение. Так как падение напряжения на резисторе $R_{к.с}$ обычно превышает необходимую величину отрицательного смещения, последнее

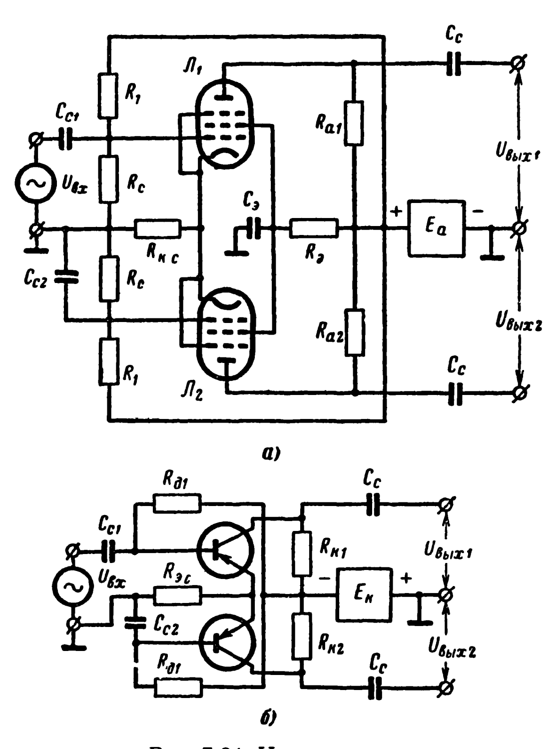


Рис. 7-24. Инверсные каскады

а — с катодной связью; *б* — с эмиттерной связью.

снимают с части $R_{к.с}$ или вводят в цепь сеток компенсирующее положительное напряжение через резисторы R_1, как это изображено на рисунке. Входной сигнал подают на управляющую сетку лампы $Л_1$ и общий провод; управляющую сетку лампы $Л_2$ присоединяют через конденсатор большой емкости $C_{с2}$ к общему проводу.

При подаче на вход каскада положительной полуволны сигнала напряжение на сетке лампы $Л_1$ растет, ее ток катода увеличивается и падение напряжения на резисторе $R_{к.с}$ возрастает. При этом увеличивается отрицательное напряжение на сетке лампы $Л_2$, в резуль-

тате чего ее ток катода падает. Отсюда видно, что выходное напряжение лампы $Л_2$ имеет противоположную полярность по сравнению с выходным напряжением лампы $Л_1$.

Достоинствами инверсного каскада с катодной связью являются: малый коэффициент гармоник и малая чувствительность к пульсации питающих напряжений: почти вдвое большее максимальное выходное напряжение по сравнению с каскадом с разделенной нагрузкой; примерно такие же частотная, фазовая и переходная характеристики как у обычного резистивного каскада; возможность применения в обоих плечах каскада как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции. Его недостатками являются: малый коэффициент усиления напряжения (примерно вдвое меньший по сравнению с каскадом с общим катодом); необходимость применения двух усилительных элементов и неполная симметрия выходного напряжения при одинаковых сопротивлениях нагрузки плеч каскада, а также невозможность введения последовательной обратной связи.

Инверсный каскад с катодной связью применяют в широкополосных усилителях как гармонических, так и импульсных сигналов, где требуются хорошие характеристики, а небольшая асимметрия выходного напряжения является допустимой. Асимметрию нетрудно устранить, взяв сопротивление резистора R_{a1} меньше R_{a2}, но в указанных усилителях в этом обычно нет необходимости. Такой каскад используют как в качестве переходного от однотактной схемы к двухтактной, так и в качестве оконечного для работы на симметричную нагрузку (например, электроннолучевую трубку с симметричной системой электростатического отклонения).

В инверсном каскаде с катодной (эмиттерной) связью можно использовать триоды, экранированные лампы, транзисторы. Триоды в нем используют только при усилении невысоких частот из-за их большой динамической входной емкости. Здесь удобен двойной триод, уменьшающий размеры каскада, его стоимость и разброс параметров плеч.

При одинаковых усилительных элементах в плечах каскада и одинаковых сопротивлениях их нагрузки выходное напряжение ведущего плеча (плеча с лампой $Л_1$) больше выходного напряжения ведомого плеча. Коэффициент усиления каскада с катодной связью на средних частотах при использовании в нем одинаковых триодов и одинаковых сопротивлениях анодной нагрузки плеч переменному току $R_{a\sim}$, равный отношению половины суммы выходных напряжений плеч к входному напряжению, определяется простым выражением

$$K_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{вых}1} + U_{\text{вых}2}}{2U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_{a\sim}}{2(R_i + R_{a\sim})}. \qquad (7\text{-}41)$$

Отношение выходного напряжения ведущего плеча к выходному напряжению ведомого, называемое коэффициентом асимметрии, в этом случае определяется как

$$q = \frac{U_{\text{вых}1}}{U_{\text{вых}2}} = \frac{(1+\mu) R_{\text{к.с}} + R_i + R_{a\sim}}{(1+\mu) R_{\text{к.с}}}. \qquad (7\text{-}42)$$

При выбранном сопротивлении катодной связи $R_{\text{к с}}$ и необходимости получения строго симметричного выходного напряжения ($q=1$) сопротивление анодной нагрузки ведущего плеча переменному току

$R_{a\sim 1}$ берут меньше сопротивления анодной нагрузки ведомого плеча $R_{a\sim 2}$, определяя его из выражения

$$R_{a\sim 1}=R_{a\sim 2}\frac{(1+\mu)R_{к.с}}{(1+\mu)R_{к.с}+R_i+R_{a\sim 2}}. \qquad (7\text{-}43)$$

При одинаковых сопротивлениях анодной нагрузки плеч переменному току $R_{a\sim 1}=R_{a\sim 2}=R_{a\sim}$ и заданном коэффициенте асимметрии сопротивление катодной связи должно быть тем больше, чем меньше допустимая асимметрия выходных напряжений

$$R_{к.с}\geqslant\frac{R_i+R_{a\sim}}{(q-1)(\mu+1)}. \qquad (7\text{-}44)$$

При использовании в каскаде с катодной связью экранированных ламп и широкополосном усилении $R_i \gg R_{a\sim} \gg R_{к.с}$, а $\mu \gg 1$. В этом случае приведенные выше формулы упрощаются, принимая вид

$$\left.\begin{aligned} K_{ср} &\approx \frac{SR_{a\sim}}{2}; \quad q=\frac{1+S_к R_{к.с}}{S_к R_{к.с}};\\ R_{a\sim 1} &= \frac{R_{a\sim 2}\,S_к R_{к.с}}{1+S_к R_{к.с}}; \quad R_{к.с}=\frac{1}{(q-1)S_к}. \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}45)$$

При экранированных лампах в каскаде их экранирующие сетки соединяют вместе, включив в цепь общий гасящий резистор $R_э$ и общий блокировочный конденсатор $C_э$ между экранирующими сетками и общим проводом,, как показано на рис. 7-24; конденсатор $C_э$ можно даже исключить, что мало отразится на работе каскада.

Динамическая входная емкость каскада с катодной связью примерно вдвое меньше, чем обычного резистивного и может быть найдена из выражений

$$\left.\begin{aligned} C_{вх.д} &\approx 0{,}5C_{с.к}+C_{а.с}(1+K_{ср});\\ C_{вх.д} &\approx 0{,}75C_{вх}+C_{пр}(1+K_{ср}), \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}46)$$

первое из которых относится к каскаду с триодами, а второе к каскаду с экранированными лампами.

Как было указано, в широкополосных инверсных каскадах с катодной связью сопротивления анодных нагрузок в плечах обычно берут одинаковыми, что создает некоторую асимметрию выходных напряжений на средних частотах; эта асимметрия на верхних частотах увеличивается из-за влияния емкостей, шунтирующих резистор $R_{к.с}$. Увеличение асимметрии обычно проявляется лишь на частотах порядка десятков мегагерц, так как выходное сопротивление каскада между точками присоединения $R_{к.с}$ очень мало. На нижних частотах асимметрия каскада с катодной связью, изображенного на рис. 7-24, возрастает из-за частотных искажений, вносимых конденсатором $C_{с2}$. Для уменьшения этой асимметрии емкость конденсатора $C_{с2}$ можно взять в несколько раз больше емкости $C_{с1}$.

Выбор сопротивления резистора катодной связи $R_{к.с}$ производят либо исходя из допустимой величины падения напряжения на нем, которое не должно превышать допустимой для примененных ламп разности потенциалов катод—подогреватель и не должно недопу-

стимо снижать напряжение на аноде ламп, либо исходя из допустимой асимметрии выходных напряжений в плечах по уравнениям (7-44) или (7-45). В последнем случае необходимо учитывать допустимую разность потенциалов катод — подогреватель и допустимое падение напряжения на резисторе $R_{к.с}$.

Инверсный каскад с эмиттерной связью (рис. 7-24, *б*) пригоден как для усилителей низкой частоты, так и для широкополосных усилителей при условии использования в нем высокочастотных транзисторов Входное сопротивление транзистора в таком каскаде приблизительно равно удвоенному входному сопротивлению транзистора с общим эмиттером в том же режиме, а динамическая входная емкость примерно вдвое меньше динамической входной емкости резистивного каскада с общим эмиттером и теми же данными; коэффициент усиления тока не отличается от коэффициента усиления тока резистивного каскада с общим эмиттером. Для расчета коэффициента асимметрии q при одинаковых сопротивлениях нагрузки коллекторных цепей ведущего и ведомого плеч и для определения необходимого сопротивления резистора эмиттерной связи пригодны формулы (7-45) при замене в них $R_{к.с}$ на $R_{э.с}$ и $S_к$ на $\frac{1+\beta}{R_{вх.о.э}}$, где $R_{вх.о.э}$ — входное сопротивление транзистора ведущего плеча в рабочей точке при включении его с общим эмиттером.

Для устранения асимметрии, вносимой в каскад на низших частотах конденсатором $C_{с2}$ этот конденсатор в транзисторном варианте схемы можно заменить кремниевым стабилитроном с подходящим напряжением стабилизации; при этом сопротивление резистора $R_{д1}$ нижнего плеча берут таким, чтобы оно обеспечивало как ток смещения базы, так и ток питания стабилитрона. Однако при использовании стабилитрона разбалансировка плеч каскада при прогреве транзисторов и изменении температуры окружающей среды обычно возрастает.

Резисторы в анодных или коллекторных цепях и другие детали схемы здесь рассчитывают так же, как и в резистивном каскаде с общим катодом или эмиттером; высокочастотную и низкочастотную коррекцию, если она имеется, рассчитывают обычным образом. Частотные, фазовые и переходные характеристики рассчитывают по формулам резистивного каскада с коррекцией или без нее, если последняя отсутствует.

Инверсный каскад с общим катодом (эмиттером)

В таком каскаде для получения выходного напряжения противоположной полярности используют фазоопрокидывающее плечо с триодом $Л_2$ или транзистором T_2, включенным с общим катодом или эмиттером (рис. 7-25).

Для упрощения и удешевления инверсного каскада с общим катодом в нем обычно используют двойной триод (рис. 7-25, *а*); на сетку триода $Л_2$ напряжение сигнала подают со средней точки делителя, образуемого резисторами $R_{с1}$ и $R_{с2}$. Для того, чтобы на сетку этого триода поступал сигнал противоположной полярности по отношению к сигналу на сетке $Л_1$ и такой величины, при которой выходные напряжения плеч $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ будут одинаковы, при одинаковых сопротивлениях анодной нагрузки плеч, одинаковых параметрах и режимах работы триодов $Л_1$ и $Л_2$ сопротивление ре-

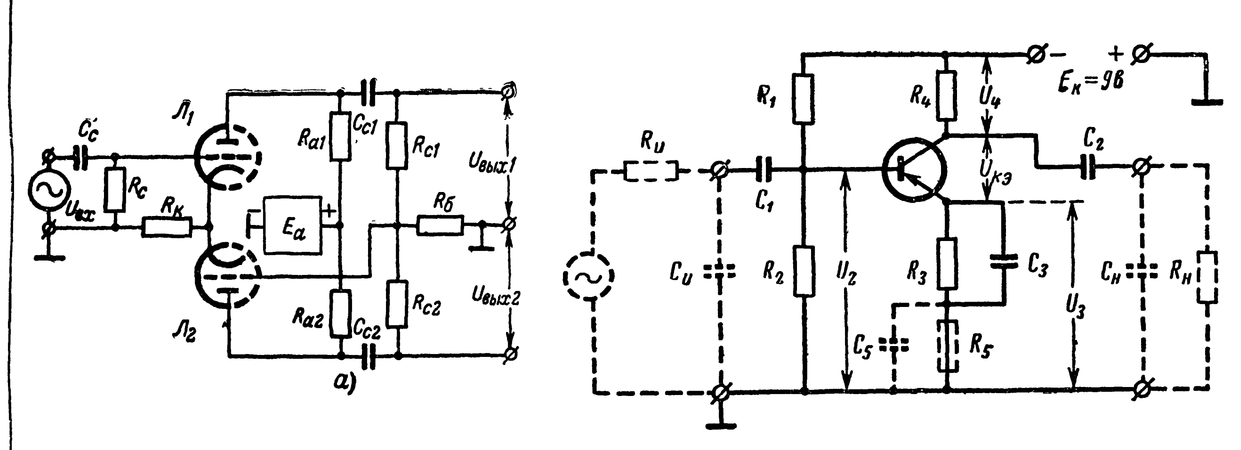


Рис. 7-25. Инверсные каскады.

а — с общим катодом; *б* — с общим эмиттером.

зистора R_{c1} должно быть меньше R_{c2}; расчет его величины производят по уравнению

$$R_{c1} = R_{c2} \frac{K_{cp} - 1 - 2 \dfrac{R_{ia}}{R_{c2}}}{K_{cp} + 1 + \dfrac{R_{ia} + R_{c2}}{R_б}}, \quad (7\text{-}47)$$

$$K_{cp} = \mu \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}}; \quad R_{ia} = \frac{R_i R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}},$$

здесь $R_{a\sim}$ — сопротивление нагрузки анодной цепи плеча переменному току и $R_б$ — сопротивление балансирующего резистора, автоматически уменьшающее разницу выходных напряжений плеч, возникающую при замене ламп, их старении, изменении режима работы. Величину $R_б$ берут равной $(0,3 \div 1)$ R_{c2}, а значением R_{c2} задаются не выше 0,5 от максимального сопротивления в цепи сетки используемой лампы.

Выбор сопротивлений резисторов $R_{a1}=R_{a2}$, расчет емкости конденсатора C_{c1}, коэффициента усиления напряжения K_{cp}, динамической входной емкости лампы, частотных, фазовых и переходных характеристик, а также искажений, вносимых таким каскадом, производят по рекомендациям и формулам обычного резистивного каскада с триодом. Емкость конденсатора C_{c2} берут равной C_{c1}, но вносимые им в нижнее плечо дополнительные частотные искажения не учитывают, так как они сильно ослабляются балансирующим резистором $R_б$.

Достоинствами инверсного каскада с общим катодом являются: вдвое большее максимальное выходное напряжение, чем у каскада с разделенной нагрузкой и вдвое больший коэффициент усиления по сравнению с каскадом с катодной связью. К его недостаткам относятся худшие частотная, фазовая и переходная характеристики, чем у каскада с разделенной нагрузкой, больший коэффициент гармоник, чувствительность к пульсациям источников питания, асимметрия выходных напряжений на низких и высоких частотах, затруднительность введения как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции. Поэтому такой каскад в основном используют в усилителях низкой частоты для подачи симметричного входного напряжения на двухтактные оконечные каскады, работающие как в режиме А, так и в режиме В без токов сетки.

При одинаковых лампах и деталях в плечах инверсного каскада с общим катодом токи сигнала в катодных проводах обеих ламп одинаковы и противоположно направлены, в результате чего ток сигнала в общем катодном проводе отсутствует; поэтому резистор $R_к$ не нужно шунтировать конденсатором. Отсутствие этого конденсатора в рассматриваемом каскаде даже полезно, так как при несимметрии плечей каскада на резисторе $R_к$ появляется напряжение сигнала, создающее отрицательную обратную связь для плеча с более высоким выходным напряжением и положительную связь для плеча с меньшим напряжением. Эти обратные связи автоматически балансируют схему, уменьшая ее асимметрию.

В транзисторном варианте, называемом *инверсным каскадом с общим эмиттером* (рис. 7-25, *б*) и находящем применение также в усилителях низкой частоты, плечо с транзистором T_1 является обыч-

ным несимметричным резистивным каскадом с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией, задаваемой резисторами $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{э1}$ и конденсатором $C_э$. Выходной сигнал с коллектора этого транзистора, подаваемый на вход первого плеча, одновременно поступает на вход транзистора T_2, изменяющего полярность поступающего на него сигнала на обратную, после чего подается на выход второго плеча. Сопротивление резистора $R_{э2}$ в эмиттере транзистора T_2 берут таким, чтобы $U_{вых2}$ оказалось равным $U_{вых1}$; изменением величины $R_{к1}$ добиваются равенства токов покоя коллекторов обоих транзисторов.

Ввиду отсутствия во входной цепи транзистора T_2 разделительной емкости эта схема инверсного каскада не обладает асимметрией на низких частотах.

7-5. ПРИМЕРЫ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Простейшие схемы введения отрицательной обратной связи, охватывающей только один каскад, применимые при неглубокой связи (βK не выше нескольких единиц), даны на рис. 7-26.

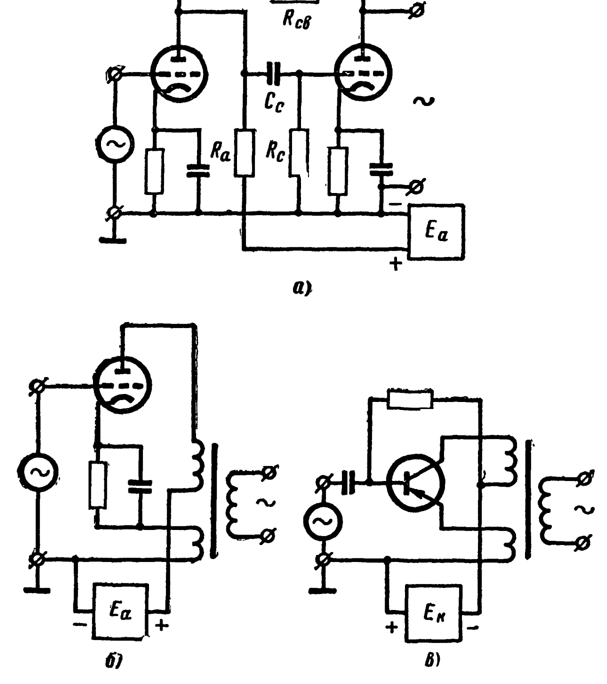


Рис. 7-26. Схемы обратной связи, охватывающей один каскад.

а — в ламповом резистивном усилителе; *б* — в ламповом трансформаторном каскаде; *в* — в транзисторном трансформаторном каскаде.

На рис. 7-26, *а* показан ламповый резистивный каскад с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению; примером транзисторного резистивного каскада с такой же обратной связью является схема рис. 3-12, *а*.

На рис. 7-26, *б* и *в* изображены ламповый и транзисторный трансформаторные каскады с последовательной обратной связью по напряжению, снимаемой с обмотки обратной связи, имеющейся на трансформаторе. На этих схемах обратная связь отрицательна лишь при определенном включении выводов обмотки обратной связи и первичной обмотки; перемена выводов любой из обмоток превращает обратную связь в положительную. Строго говоря, в схемах на рис. 7-26, *б* и *в* имеет место смешанная по выходу обратная связь, но составляющая связи по току здесь обычно очень мала, и с ней в большинстве случаев можно не считаться.

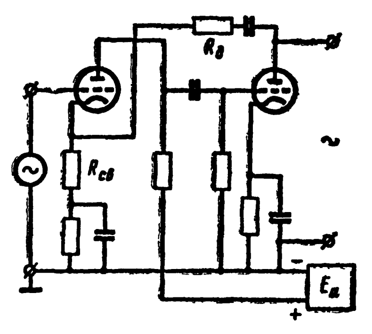


Рис. 7-27. Введение отрицательной обратной связи в двухкаскадном резистивном усилителе.

При охвате обратной связью двух резистивных каскадов подача напряжения обратной связи с выхода второго каскада на вход первого через резистор, как это сделано на рис. 7-26, *а*, невозможна, так как при этом вследствие перемены полярности сигнала каждым из каскадов связь оказывается положительной. Для получения в этом случае отрицательной связи изменяют полярность напряжения обратной связи, вводимого во входную цепь, снимая его с включенного в катод (или эмиттер) первого каскада резистора $R_{св}$ (рис. 7-27). В таком усилителе, кроме основной петли последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, охватывающей оба каскада, первый каскад имеет местную последовательную отрицательную обратную связь по току, создаваемую прохождением

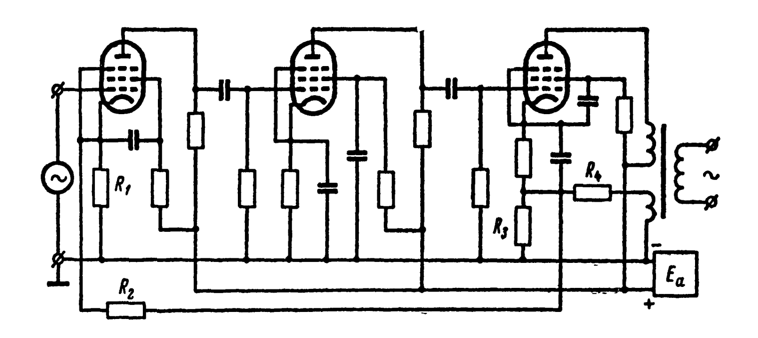


Рис. 7-28. Упрощенная принципиальная схема трехкаскадного лампового усилителя дальней связи с отрицательной обратной связью.

катодного или эмиттерного тока первого каскада через резистор $R_{св}$; однако вследствие значительно меньшей глубины эта местная связь мало влияет на свойства усилителя.

В усилителях дальней телефонной связи и усилителях некоторых измерительных приборов для получения очень малого коэффициента гармоник и стабилизации коэффициента усиления усилителя обратной связью приходится охватывать весь усилитель, нередко состоящий из трех и более каскадов. Упрощенная принципиальная схема лампового трехкаскадного усилителя дальней связи со смешанной по выходу последовательной отрицательной обратной связью приведена на рис. 7-28. Здесь, кроме основной петли, охватывающей все три каскада и подающейся от специальной обмотки выходного трансформатора на резистор R_1, первый каскад имеет местную связь по току, обусловленную этим резистором, а третий каскад — местную смешанную по выходу связь от делителя $R_3 R_4$ и обмотки обратной связи на выходном трансформаторе.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

8-1. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные свойства и применение

Усилители постоянного тока, усиливающие не только переменную, но и постоянную составляющую сигнала, находят широкое применение в современной технике. Они используются во всевозможной электронной аппаратуре, например, ламповых вольтметрах, электронных осциллоскопах, схемах автоматической регулировки усиления радиоприемников, стабилизаторах тока и напряжения, многих управляющих и следящих системах и в ряде других случаев.

По принципу действия усилителя постоянного тока делятся на два основных типа: усилители прямого усиления и усилители с преобразованием.

Усилители постоянного тока прямого усиления

Единственной схемой межкаскадной связи, пригодной для усилителей постоянного тока прямого усиления, является схема гальванической связи, осуществляемой или непосредственно, или при помощи элементов, проводящих постоянный ток и имеющих сопротивление, в рабочей полосе частот усилителя не зависящее от частоты. Конденсаторы, трансформаторы, дроссели в цепях межкаскадной связи таких усилителей применять нельзя.

Простейшим вариантом схемы гальванической межкаскадной связи является схема непосредственной связи, в которой напряжение сигнала, усиленное предыдущим усилительным элементом, непосредственно поступает с его выхода на вход следующего усилительного элемента или в нагрузку. Однако практическое осуществление такого способа связи затрудняется тем, что при нем на вход усилительного элемента или на зажимы нагрузки с выхода предыдущего усилительного элемента поступает, кроме сигнала, также и напряжение питания выходной цепи, которое необходимо компенсировать.

При подключении нескольких усилительных каскадов параллельно к общему источнику питания это удается осуществить лишь при использовании транзисторов (рис. 8-1). Для этого падение напряжения на резисторе $R_э$ следующего каскада берут больше чем у

предыдущего на величину разности напряжений коллектор — эмиттер предыдущего транзистора и база — эмиттер последующего (см. рис. 8-1):

$$U_{э2} = U_{э1} + (U_{к1} - U_{б2}).$$

Резисторы $R_э$ создают в каскадах довольно глубокую местную отрицательную обратную связь, снижающую усиление; глубина связи растет в каждом последующем каскаде, что затрудняет проектирование усилителей такого типа с числом каскадов больше трех. Стабилизация точек покоя всех транзисторов в схеме рис. 8-1 осуществляется петлей отрицательной обратной связи с делителем $R_{д1}R_{д2}$, охватывающей все три каскада.

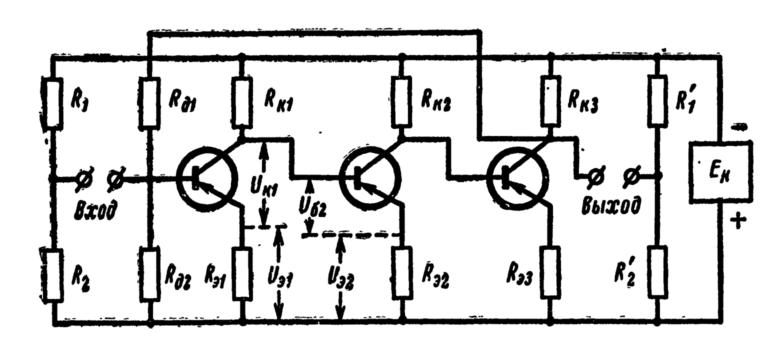


Рис. 8-1. Транзисторный усилитель постоянного тока с непосредственной (прямой) межкаскадной связью.

При отсутствии сигнала на входе усилителя постоянного тока, на его выходе должна отсутствовать не только переменная, но и постоянная составляющая напряжения; в схеме рис. 8-1 постоянная составляющая напряжения коллектора третьего транзистора компенсируется делителем $R_1'R_2'$. Для того, чтобы включение и выключение источника сигнала не изменяло смещение на первом транзисторе, падение напряжения на резисторе $R_{д2}$ компенсируется делителем R_1R_2 на входе.

В ламповых усилителях постоянного тока схема типа рис 8-1 неосуществима, так как вследствие большого напряжения анод — катод лампы компенсирующее сопротивление в катоде следующей оказывается так велико, что второй каскад не дает или почти не дает усиления из-за местной обратной связи. Исключение составляют двухкаскадные схемы, в которых второй каскад является инверсным с катодной связью (рис. 8-8); здесь усиление от влияния резистора $R_{к,с}$ при любой его величине падает не более чем вдвое.

Один из вариантов схемы усилителя постоянного тока прямого усиления, пригодный как для транзисторных, так и для ламповых усилителей, дан на рис. 8-2. Здесь каскады получают питание от делителя напряжения R_1—R_5, присоединенного к общему источнику питания $E_а$. Падение напряжения на резисторе R_1 создает отрицательное смещение на сетке первой лампы, а падение напряжения

на резисторах R_2 и R_3 используют в качестве источника анодного питания для этой же лампы.

Сопротивление резистора R_3 берут таким, чтобы падение напряжения на нем было меньше произведения $I_{a01}R_{a1}$ на величину отрицательного смещения на сетке второй лампы; это создает нужное смещение на ее сетке. Источником анодного напряжения для второй лампы является падение напряжения питания на резисторах R_3, R_4 и R_5. Падение напряжения на резисторе R_5 берут равным $I_{a02}R_{a2}$; при этом выходное напряжение усилителя, снимаемое с анода второй лампы и точки соединения резисторов R_4 и R_5, при отсутствии сигнала на входе равно нулю, что и требуется.

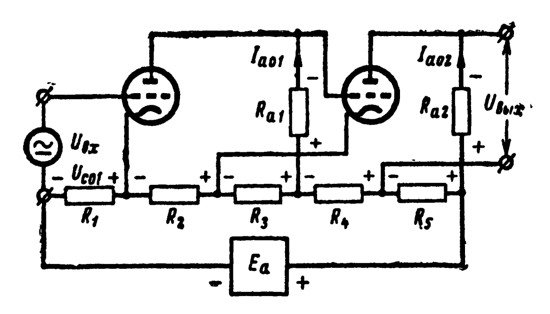


Рис. 8-2. Схема усилителя постоянного тока с делителем напряжения в цепи питания.

Коэффициент усиления каждого из каскадов такого усилителя определяется обычной формулой (5-5), в которой $R_{a\sim}$ заменяют на R_a. Частотная характеристика на верхних частотах и время установления каскада могут быть найдены по выражениям (5-8) и (5-12); частотные искажения на нижних частотах и спад вершины импульса, как и во всех каскадах усиления постоянного тока, здесь отсутствуют.

Отсутствие в схеме рис. 8-2 общей точки между входной и выходной цепями приводит к тому, что при заземлении отрицательного провода источника питания нагрузка усилителя оказывается под значительным напряжением относительно земли; при заземлении одного из выходных зажимов под напряжением оказывается источник сигнала, что иногда недопустимо; кроме того, при подогревных лампах и общей обмотке питания нитей накала здесь получается разность потенциалов между катодом и подогревателем, которая не должна превышать допустимого значения.

Для того чтобы делитель R_1—R_5 не создавал сильной паразитной связи между каскадами, нарушающей нормальную работу усилителя, ток через делитель приходится брать много больше анодного тока ламп; это приводит к большому расходу энергии питания.

Другим вариантом схемы усилителя постоянного тока прямого усиления является схема с потенциометрической межкаскадной связью (рис. 8-3), часто используемая как в ламповых, так и в транзисторных усилителях. Здесь входная и выходная цепи имеют общий провод; питание схемы осуществляется от двух источников:

источника анодного питания $E_а$ и источника смещения $E_с$ или одного общего источника питания $E_{а\,с}$ со средней точкой. Средняя точка может быть искусственно образована резисторами R_1 и R_2, как это показано на рисунке.

В этой схеме компенсация положительного напряжения, поступающего с анода предыдущей лампы на сетку последующей, производится делителями напряжения (потенциометрами) $R_п R_с$, питаемыми параллельно от источника смещения $E_с$; таким же образом компенсируется анодное напряжение покоя выходной лампы. Питание всех анодных или коллекторных цепей осуществляется параллельно от источника анодного питания $E_а$.

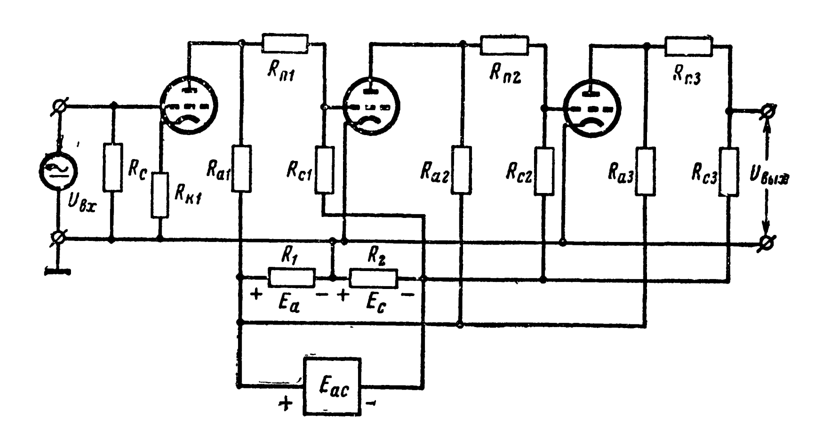


Рис. 8-3. Схема усилителя постоянного тока с потенциометрической межкаскадной связью.

Расчет сопротивлений резисторов $R_п$ и $R_с$ производят по формулам

$$R_п = \frac{R_а (U_{а0} - U_{с0\,сл})}{E_а - U_{а0}\left(1 + \frac{R_а}{R_0}\right)}; \qquad R_с = \frac{R_а (E_с + U_{с0\,сл})}{E_а - U_{а0}\left(1 + \frac{R_а}{R_0}\right)}, \qquad (8\text{-}1)$$

где $R_0 = U_{а0}/I_{а0}$ — сопротивление лампы каскада постоянному току;

$U_{а0}$ и $I_{а0}$ — напряжение покоя на аноде лампы и ток покоя цепи анода;

$E_а$ и $E_с$ — напряжение источника анодного питания и источника сеточного смещения или соответствующие им падения напряжения на резисторах R_1 и R_2;

$U_{с0сл}$ — напряжение отрицательного смещения на сетке следующей лампы.

Формулы (8-1) относятся к каскадам предварительного усиления без катодного смещения (как, например, второй каскад на рис. 8-3); для каскада с сопротивлением катодного смещения (первый каскад на том же рисунке) в формулы (8-1) вместо $U_{а0}$ под-

ставляют сумму $U_{a0}+I_{a0}R_к$ для лампы рассчитываемого каскада, а R_0 заменяют суммой $R_0+R_к$. При расчете сопротивлений резисторов $R_п$ и $R_с$ для выходного каскада (третий каскад на рис. 8-3) в формулах (8-1) значение $U_{со с л}$ считают равным нулю.

Недостатком потенциометрической схемы является в 1,5—2 раза меньший коэффициент усиления по сравнению со схемой непосредственной связи, что в основном объясняется падением напряжения усиленного сигнала на резисторе $R_п$. Значение коэффициента усиления напряжения $K_{ср}$ для лампового каскада с потенциометрической связью определяется выражениями

$$K_{ср} = \mu \frac{R'_а}{R_i + R'_а} \cdot \frac{R_с}{R_п + R_с} \approx S \frac{R_а R_с}{R_а + R_п + R_с}, \qquad (8\text{-}2)$$

где

$$R'_а = \frac{R_а (R_п + R_с)}{R_а + R_п + R_с}.$$

Первое из выражений (8-2) применяют для каскада с триодом, а второе — для каскада с экранированной лампой. Формулы (8-2) справедливы для каскада без катодного смещения; при катодном смещении коэффициент усиления, найденный из (8-2), делят на $1+S_д R_к$; значение $S_д$ для триода рассчитывают по первой формуле (7-17), заменив в ней $R_а$ на $R'_а$, а для экранированной лампы — по второй формуле (7-17). Расчет коэффициента усиления тока транзисторного каскада с потенциометрической связью дан в примере 8-2.

Частотные искажения на верхних частотах и время установления каскада с потенциометрической связью рассчитывают по формулам (5-8) и (5-12) резистивного каскада, принимая в них

$$R_{э.в} \approx \frac{R_п R_с}{R_п + R_с} \approx$$

$$\approx \frac{(R_к + R_п) R_с R_{вх.сл}}{(R_к + R_п) R_с + (R_к + R_п) R_{вх.сл} + R_с R_{вх.сл}};$$

$$C_0 \approx C_м + C_{вх.д.сл}, \qquad (8\text{-}3)$$

первое значение $R_{э.в}$ относится к ламповым каскадам, второе — к транзисторным.

Пример 8-1. Рассчитаем потенциометрический каскад усиления постоянного тока с выходным напряжением сигнала 1 *в* на половине сдвоенного триода типа 6Н2П, имеющего $\mu=97$ и $R_i=50$—150 *ком* в зависимости от положения точки покоя. Напряжения $E_а$ и $E_с$ заданы по 200 *в* каждое.

Для получения наибольшего усиления возьмем большую величину $R_а$. Задавшись ориентировочно $R_а=390$ *ком*, найдем графически по семейству статических анодных характеристик лампы значения I_{a0}, U_{a0}, R_0 и R_i при $E_а=200$ *в*, $R_а=390$ *ком* и $U_{с0}=-1$ *в*. Это даст: $I_{a0}=0{,}3$ *ма*; $U_{a0}=80$ *в*; $R_0=267$ *ком*; $R_i=125$ *ком*.

Таким был бы режим лампы, если бы через $R_а$ протекал только ток I_{a0}. Но через этот резистор проходит также и ток делителя $R_п R_с$, много меньший I_{a0}, но все же увеличивающий падение напряжения на $R_а$. Поэтому для получения рассчитанного режима возьмем $R_а$ немного меньшим, равным 300 *ком*, и найдем из вы-

ражений (8-1) значения $R_п$ и $R_с$ (напряжение смещения на сетке следующей лампы возьмем равным — 2 *в*, так как напряжение сигнала на ней равно 1 *в*):

$$R_п = \frac{3 \cdot 10^5 (80 + 2)}{200 - 80 \left(1 + \frac{3 \cdot 10^5}{2{,}67 \cdot 10^5}\right)} = 0{,}82 \cdot 10^6 \ ом;$$

$$R_с = \frac{3 \cdot 10^5 (200 - 2)}{200 - 80 \left(1 + \frac{3 \cdot 10^5}{2{,}67 \cdot 10^5}\right)} = 1{,}98 \cdot 10^6 \ ом.$$

По формуле (8-2) определим, что коэффициент усиления каскада при отсутствии резистора $R_к$ в цепи катода будет равен 47;

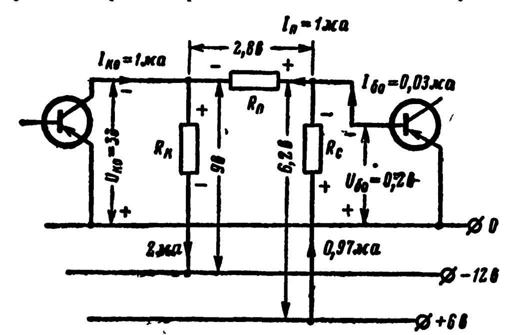


Рис. 8-4. К примеру расчета 8-2.

при катодном смещении и значении $R_к = 3\,300$ *ом* он снизится до 25. По формуле (5-8), учитывая (8-3), можно найти, что при динамической входной емкости следующей лампы 35 *пф* и емкости монтажа цепи сетки 5 *пф* усиление каскада упадет на 1 *дб* уже на частоте около 3 500 *гц*.

Пример 8-2. Рассчитаем транзисторный каскад потенциометрического усилителя постоянного тока с транзистором П14, имеющим $\beta \approx 30$ и работающим на следующий каскад с таким же транзистором, на который нужно подать амплитуду входного тока сигнала $I_{вх\,m\,сл} = 15$ *мка*; входное сопротивление транзистора следующего каскада $R_{вх.сл} = 900$ *ом*, его ток смещения базы $I_{бо\,сл} = 30$ *мка*, напряжение смещения эмиттер — база $U_{бо\,сл} = 0{,}2$ *в*. Напряжение источника питания коллектора $E_к = 12$ *в*, источника смещения $E_с = 6$ *в*.

Задавшись током покоя коллектора транзистора П14 рассчитываемого каскада $I_{ко} = 1$ *ма* ввиду малой амплитуды входного тока следующего каскада, возьмем постоянную составляющую тока $I_п$ в резисторе $R_п$ также равной 1 *ма*; тогда, как видно из рис. 8-4, ток через резистор $R_к$, равный $I_{ко} + I_п$ составит 2 *ма*, а ток через резистор $R_с$, равный $I_п - I_{бо\,сл} = 0{,}97$ *ма*. Взяв напряжение между коллектором и эмиттером транзистора рассчитываемого каскада $U_{ко} = 3$ *в*, что достаточно для нормальной работы транзистора,

найдем, что падение напряжения на $R_к$ составит 9 *в*. Напряжение на резисторе $R_п$ равно $U_{к0} - U_{б0} = 2{,}8$ *в*, а напряжение на $R_с$ представляет собой $E_с + U_{б0} = 6{,}2$ *в*; отсюда

$$R_к = \frac{9}{2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}5 \cdot 10^3 \text{ ом}; \quad R_п = \frac{2{,}8}{1 \cdot 10^{-3}} = 2{,}8 \cdot 10^3 \text{ ом};$$

$$R_с = \frac{6{,}2}{0{,}97 \cdot 10^{-3}} = 6{,}4 \cdot 10^3 \text{ ом},$$

что округлим до стандартных значений в 4,7 *ком*, 2,7 *ком* и 6,2 *ком* соответственно.

Коэффициент усиления тока транзисторного каскада с потенциометрической связью можно найти по выражению:

$$K_{т.ср} \approx \frac{\beta}{1 + \frac{R_{вх.сл}}{R_с} + \frac{R_п + R_{вх.сл}}{R_к} + \frac{R_п R_{вх.сл}}{R_с R_к}},$$

подставив в которое имеющиеся данные, получим $K_{т.ср} \approx 14{,}9$; отсюда амплитуда тока сигнала, которую нужно подать на вход рассчитанного каскада, составит $\frac{I_{вх\,m\,сл}}{K_{т.ср}} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{14{,}9} \approx 1 \cdot 10^{-6}$ *а* = 1 *мка*.

Для стабилизации режимов работы транзисторов усилитель с потенциометрической связью обычно охватывают петлей достаточно глубокой отрицательной обратной связи, как это, например, сделано на схеме рис. 8-1.

Дрейф нуля и способы его снижения

Вследствие применения в усилителях постоянного тока прямого усиления гальванической межкаскадной связи, изменения напряжений покоя на электродах усилительных элементов, вызываемые различными причинами, усиливаются последующими каскадами и поступают на выход усилителя. В результате при отсутствии сигнала на входе, на выходе усилителя появляется напряжение, имеющее как медленно изменяющуюся постоянную составляющую, так и беспорядочные колебания около нее (рис. 8-5). Это явление называют *дрейфом нуля* и оценивают величиной входного напряжения, вызывающей появление такого же выходного напряжения (т. е. приводят напряжение дрейфа к входной цепи усилителя). Скорость изменения постоянной составляющей напряжения



Рис. 8-5. Изменение выходного напряжения от времени при отсутствии входного сигнала (дрейф нуля) в усилителе постоянного тока. Пунктир — постоянная составляющая напряжения дрейфа.

дрейфа, отнесенной ко входу, оценивают в единицах напряжения на единицу времени, например, в микровольтах в час.

Если напряжение дрейфа в какой-либо цепи усилителя окажется порядка напряжения сигнала или больше него, то это внесет недопустимые искажения в работу усилителя. Кроме того, напряжение дрейфа может вывести точку покоя за пределы рабочей области характеристик усилительного элемента. Поэтому дрейф нуля является очень вредным явлением в усилителях постоянного тока и его стремятся уменьшить различными способами. Для нормальной работы усилителя напряжение дрейфа не должно превосходить минимального расчетного напряжения усиливаемых сигналов.

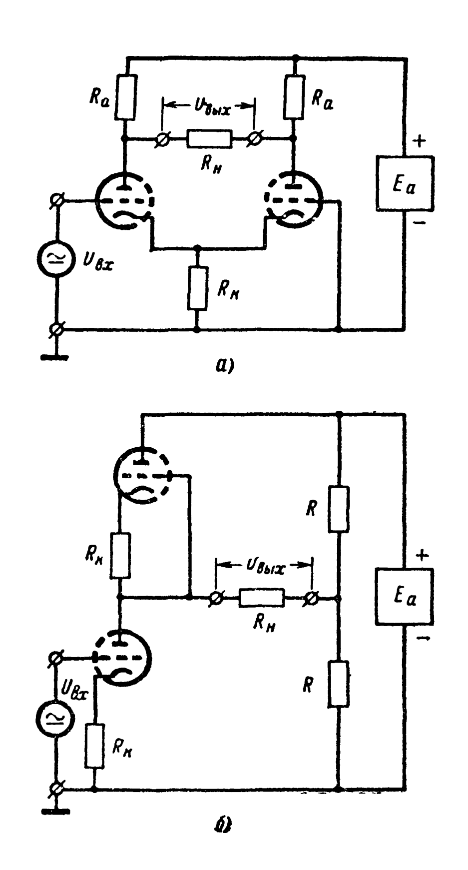
Амплитуда беспорядочных колебаний напряжения дрейфа в основном определяется колебаниями напряжения питающей усилитель сети, а также эффектом мерцания эмиттирующих электродов усилительных элементов. Постоянная составляющая напряжения дрейфа вызывается нагревом усилительных элементов и деталей схемы после включения усилителя, изменением температуры окружающей среды, старением усилительных элементов и деталей схемы, разрядом батарей при батарейном питании усилителя и медленным уходом опорного напряжения при питании от стабилизированного выпрямителя.

Основными средствами уменьшения дрейфа являются: использование компенсационных и балансных схем, стабилизация источников питания, предварительный прогрев усилителя. У рассмотренных выше схем при нестабилизированном питании дрейф настолько велик, что при питании от электросети иногда нарушает работу даже одного каскада, а двухкаскадный усилитель нередко делает неработоспособным.

Так как сигнал минимален на первом каскаде усилителя, то допустимое напряжение дрейфа минимально для первого каскада. Поэтому допустимая нестабильность источников питания усилителя постоянного тока в основном определяется его первым каскадом. Для стабилизации источников анодного или коллекторного питания используют электронные, магнитные и феррорезонансные стабилизаторы напряжения; стабилизацию питания цепей накала осуществляют бареттерами, а также магнитными и феррорезонансными стабилизаторами. Однако стабилизаторы, обеспечивающие нормальную работу двухкаскадных и трехкаскадных усилителей постоянного тока прямого усиления без компенсационных и балансных схем, сложны и дороги и имеют низкий к. п. д. Поэтому экономически выгоднее применять для уменьшения дрейфа сравнительно простые компенсационные и балансные схемы в первых каскадах усилителя, обычно обеспечивающие нормальную работу двухкаскадных схем без стабилизации питания и требующие несложной стабилизации при трех каскадах.

Сильное снижение дрейфа, вызванного изменением питающих напряжений, дают балансные каскады, называемые также симметричными или дифференциальными. Балансные каскады выполняются как с параллельным, так и с последовательным соединением усилительных элементов относительно источника питания, простейшие схемы таких каскадов приведены на рис. 8-6.

На рис. 8-6, *а* изображен ламповый параллельный балансный каскад; по схеме он аналогичен инверсному каскаду с катодной связью. При симметрии ламп и деталей такого каскада выходное напряжение не содержит постоянной составляющей, которую нужно



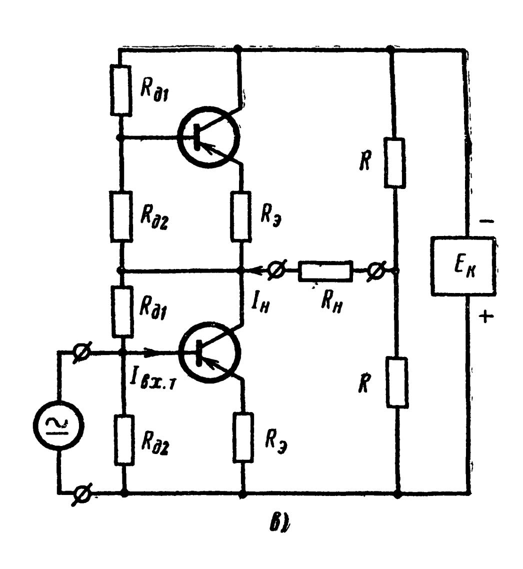


Рис. 8-6. Балансные каскады усиления постоянного тока.

а — параллельный ламповый; *б* — последовательный ламповый; *в* — последовательный транзисторный.

компенсировать, и напряжение дрейфа при изменении напряжения источников питания равно нулю. В действительности из-за неполной симметрии ламп и деталей схемы напряжение дрейфа на выходе каскада имеется, но его можно сделать в десятки раз меньше, чем у обычного несимметричного каскада.

Коэффициент усиления напряжения лампового варианта такого каскада равен

$$K_{ср} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \mu \frac{R_а R_н}{2R_а R_i + R_н R_i + R_а R_н} \approx S \frac{R_а R_н}{2R_а + R_н}. \quad (8\text{-}4)$$

Первый вариант выражения (8-4) используют для каскада с триодами, а второй для каскада с экранированными лампами.

Параллельный балансный каскад хорошо работает лишь на симметричную нагрузку; при передаче с него сигнала на несимметричный каскад или несимметричную нагрузку выходное напряжение приходится снимать с анода одной из ламп и общего провода. При этом усиление каскада падает примерно вдвое и его компенсационные свойства сильно ухудшаются.

Последовательный балансный каскад (рис. 8-6, *б* и *в*) дает еще более высокую компенсацию дрейфа, чем параллельный, ввиду симметрии схемы как для постоянной, так и для переменной составляющей анодного тока; он имеет несимметричный выход и нуждается в компенсации постоянной составляющей выходного напряжения. На рис. 8-6, *б* и *в* эта компенсация осуществляется делителем из двух одинаковых резисторов R.

Коэффициент усиления напряжения лампового варианта последовательного балансного каскада меньше, чем параллельного, и определяется выражением

$$K_{ср} = \frac{\mu R_н}{R_i + R_к(1 + \mu) + 2R_н + R} \approx \frac{SR_н}{1 + S_к R_к}, \quad (8\text{-}5)$$

первый вариант которого применяют для каскада с триодами, а второй для каскада с экранированными лампами; его входное сопротивление и динамическая входная емкость такие же, как у обычного резистивного каскада. Коэффициент усиления тока $K_{т.ср}$ транзисторного варианта, равный отношению тока в нагрузке $I_н$ к току сигнала в цепи базы транзистора $I_{вх.т}$ (рис. 8-6, *в*), почти не отличается от β нижнего транзистора, а входное сопротивление такого каскада равно сопротивлению параллельного соединения трех сопротивлений

$$R'_{вх} = R_{вх.о.э} + R_э(1 + \beta); \frac{R_{д1}}{1 + \beta \frac{R_н}{R'_{вх}}}; \quad R_{д2}.$$

При работе на нагрузку, подключенную одним концом к общему проводу, компенсационные свойства последовательного балансного каскада также ухудшаются.

В усилителях постоянного тока прямого усиления находят применение и обычные симметричные двухтактные каскады, так как они также обладают малым напряжением дрейфа. Их свойства могут быть улучшены включением сопротивления связи в общий провод эмиттирующих электродов.

В ламповых усилителях постоянного тока находят применение также и компенсационные схемы, примером которых является каскад с катодной компенсацией дрейфа (рис. 8-7). В нем обычно используют сдвоенный триод; при правильном подборе сопротивления резистора R_2 в общем катодном проводе напряжение дрейфа, вызванное изменениями напряжения накала и равное у подогревных ламп примерно 0,1 *в* на 10% изменения напряжения накала, уменьшается в такой схеме в несколько десятков раз. Сопротивление

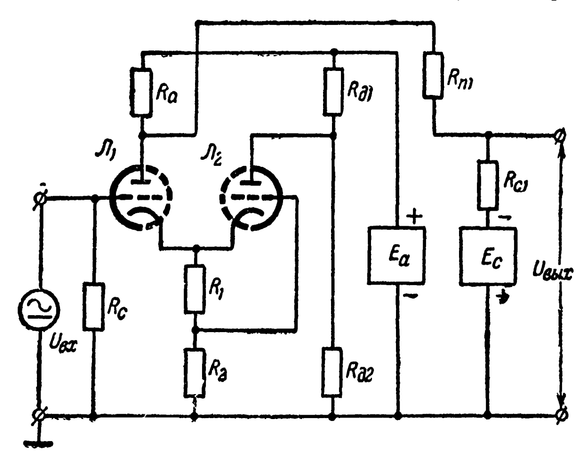


Рис. 8-7. Схема каскада усиления постоянного тока с катодной компенсацией дрейфа от изменения напряжения накала.

резистора R_2 здесь берут равным $\frac{1}{S_2}$, где S_2 — статическая крутизна характеристики лампы $Л_2$ в точке покоя; для точного подбора сопротивления R_2, соответствующего наилучшей компенсации дрейфа, это сопротивление делают переменным.

Резистор R_1 служит для подачи отрицательного смещения на сетку лампы $Л_2$. Смещение берут таким, при котором анодный ток лампы $Л_2$ равен анодному току лампы $Л_1$, так как при этом компенсация получается наилучшей. В анодной цепи лампы $Л_1$ включен резистор R_a, а на ее сетку подается большее отрицательное смещение; поэтому для получения равных анодных токов на лампу $Л_2$ приходится подавать меньшее анодное напряжение, снижаемое делителем $R_{д1}R_{д2}$. Схема рис. 8-7 имеет потенциометрический выход, образуемый резисторами $R_{п1}$ и R_{c1} и источник отрицательного смещения E_c, что позволяет компенсировать питающее напряжение на выходе каскада и передавать сигнал на следующий каскад.

Коэффициент усиления каскада, выполненного по схеме рис. 8-7 на средних частотах равен

$$K_{ср} = \frac{\mu R_a'}{R_{i1} + R_{i2} + R_a'} \cdot \frac{R_{c1}}{R_{п1} + R_{c1}}, \tag{8-6}$$

где

$$R'_a = \frac{R_a (R_{п1} + R_{c1})}{R_a + R_{п1} + R_{c1}};$$

μ — статический коэффициент усиления триодов;

R_{i1} и R_{i2} — внутреннее сопротивление первого и второго триодов соответственно.

Недостатком каскада с катодной компенсацией по схеме рис. 8-7 является отсутствие компенсации дрейфа, вызванного изменениями

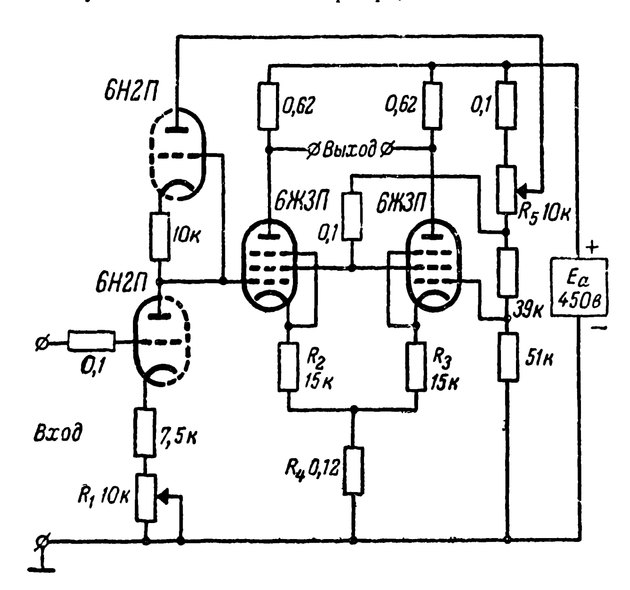


Рис. 8-8. Схема лампового двухкаскадного усилителя постоянного тока с малым дрейфом нуля.

напряжения источника анодного питания. Этот недостаток можно устранить, сделав от резистора $R_{д2}$ вывод в точке с потенциалом E_a/μ относительно общего провода и присоединив к выводу нижний конец резистора R_c, отсоединенный от общего провода. Однако входной сигнал при этом подводят к концам резистора R_c и источник сигнала должен быть отсоединен от общего провода, что не всегда возможно

Для повышения стабильности усиления, уменьшения искажений, изменения входного и выходного сопротивлений, в усилителях постоянного тока, так же как и в усилителях переменного тока, применяют отрицательную обратную связь.

Примером использования балансных каскадов может служить приведенная на рис. 8-8 схема двухкаскадного усилителя постоянного тока прямого усиления, предназначенная для электронного осциллоскопа. Коэффициент усиления такого усилителя около 2 000.

Первый каскад здесь выполнен по последовательной балансной схеме на сдвоенном триоде с высоким μ; второй по параллельной балансной схеме на экономичных пентодах. Переменный резистор R_1 служит для подбора наилучшей компенсации дрейфа. Постоянная составляющая выходного напряжения первого каскада уравновешивается падением напряжения на резисторах R_2 и R_4; резисторы R_2 и R_3, кроме того, создают отрицательную обратную связь, уменьшающую влияние разброса параметров ламп на работу каскада. Резистор R_4 является элементом катодной связи; переменный резистор R_5 служит для смещения положения электронного луча на экране осциллоскопа.

В транзисторных усилителях постоянного тока прямого усиления борьба с дрейфом еще сложнее, чем в ламповых. Дополнительной причиной дрейфа здесь является сильное изменение некоторых параметров транзистора с изменением температуры. Для снижения температурного дрейфа в транзисторных усилителях постоянного тока используют специальные компенсационные схемы, включают в цепи смещения температурно-зависимые элементы, а иногда даже помещают усилитель в термостат.

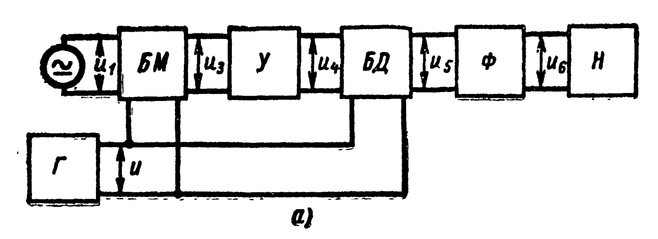
Для снижения дрейфа, вызванного колебаниями напряжения источника питания, в транзисторных усилителях, как и в ламповых, используют компенсационные и балансные схемы, а если этого недостаточно, то также стабилизируют напряжение источника питания.

Усилители постоянного тока с преобразованием

Применение компенсационных и балансных схем и стабилизация источников питания позволяют снизить приведенный к входу дрейф усилителя постоянного тока прямого усиления до сотен, в лучшем случае до десятков микровольт в час. Колебания напряжения дрейфа, обусловленные в основном эффектом мерцания, имеют величину того же порядка.

Поэтому для усиления сигналов с напряжением ниже сотен микровольт усилители постоянного тока прямого усиления непригодны, и для усиления таких сигналов применяют *усилители постоянного тока с преобразованием*, устройство и принцип действия которых поясняет рис. 8-9. Здесь сигнал, имеющий спектр частот от 0 до $f_в$, при помощи балансного модулятора *БМ* модулирует по амплитуде напряжение генератора *Г* несущей частоты *F*, в результате чего на выходе модулятора появляются модулированные колебания со спектром боковых частот, лежащим в пределах от $F—f_в$ до $F+f_в$. Эти колебания поступают на вход обычного усилителя переменного тока *У*, имеющего узкую полосу пропускания от $F—f_в$ до $F+f_в$, а следовательно, и малый уровень помех. С выхода усилителя усиленные модулированные колебания подаются на балансный демодулятор *БД* (балансный детектор); детектированные колебания, содержащие усиленный сигнал, поступают на фильтр *Ф*, отфильтровывающий несущую частоту и ее гармоники, а затем в нагрузку *Н*. Для неискаженного усиления несущая частота *F* должна по крайней мере в 5—10 раз превышать наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Источником дрейфа усилителя постоянного тока с преобразованием в основном является модулятор. При некоторых типах модуляторов, имеющих низкий уровень дрейфа (например, вибрационных), удается получить приведенное к входу напряжение дрейфа по-



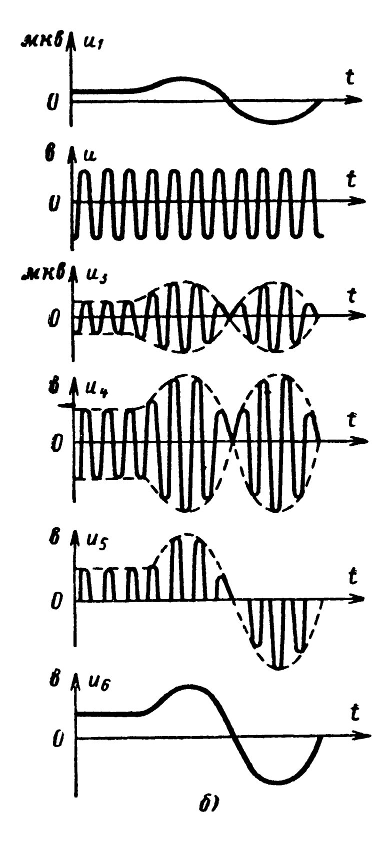


Рис. 8-9. Усилитель постоянного тока с преобразованием.

а — блок-схема усилителя; *б* — форма тока в различных его цепях.

рядка сотых долей микровольта в минуту и даже меньше; колебания напряжения дрейфа здесь могут быть снижены до тысячных долей микровольта.

Преимуществами усилителей постоянного тока с преобразованием по сравнению с усилителями прямого усиления являются: значительно меньший уровень дрейфа, позволяющий усиливать слабые сигналы; малая чувствительность к колебаниям питающих напряжений, позволяющая обойтись без их стабилизации; простота введения обратной связи и регулировки усиления. Их недостатком является относительная сложность схемы, включающей в себя, кроме усилителя, ряд других элементов.

В качестве балансных модуляторов в усилителях постоянного тока с преобразованием применяют как различные типы механических модуляторов — контактные (вибрационные), конденсаторные, так и электрические модуляторы — магнитные, ламповые, диодные, транзисторные. Применяемые в них балансные демодуляторы также очень разнообразны; здесь используют как механические (контактные), так и электронные демодуляторы различных типов, использующие как электровакуумные, так и полупроводниковые диоды и триоды [1].

[1] Подробнее см. в книге Г. В. Войшвилло «Усилители низкой частоты на электронных лампах», стр. 701—721, Связьиздат, 1963.

В качестве примера на рис. 8-10 приведена принципиальная схема усилителя постоянного тока с преобразованием, позволяющего усиливать сигналы с напряжением от сотых долей микровольта и выше в полосе частот от 0 до 5 *гц*. Усилитель имеет вибрационный балансный модулятор М и демодулятор Д такого же типа; колеблющиеся якорьки модулятора и демодулятора механически жестко связаны, а поэтому движутся синхронно. Электромагнит, приводящий в движение колеблющуюся систему модулятора и демодулятора, возбуждают от генератора Г с частотой около 70 *гц*, не кратной частоте сети переменного тока (50 *гц*), питающего усилитель, для исключения возможности искажения усиливаемых сигналов фоном, имеющимся на выходе усилителя переменного тока.

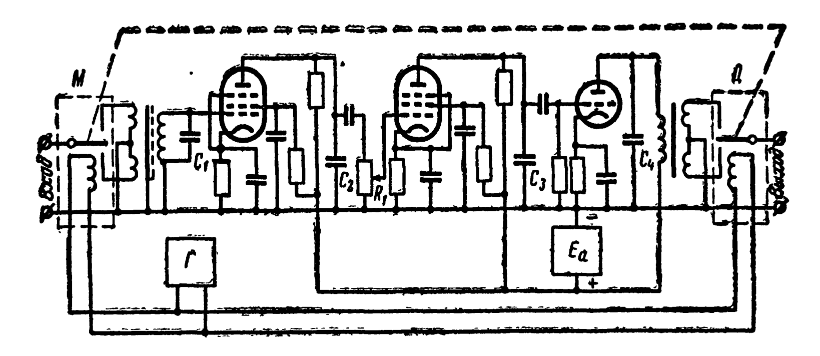


Рис. 8-10. Схема трехкаскадного лампового усилителя постоянного тока с преобразованием.

Частотная характеристика трехкаскадного лампового усилителя переменного тока, примененного в устройстве, имеет максимум на несущей частоте 70 *гц*. На частотах ниже 65 *гц* она ограничивается блокировочными конденсаторами цепей катодного смещения, блокировочными конденсаторами цепей экранирующих сеток, разделительными конденсаторами цепей управляющих сеток и индуктивностью первичных обмоток входного и выходного трансформаторов; на частотах выше 75 *гц* она падает от влияния ограничивающих конденсаторов C_1, C_2, C_3 и C_4.

Коэффициент усиления напряжения всего устройства превышает $5 \cdot 10^6$; регулировка усиления производится переменным резистором R_1 на входе второго каскада, а установка нуля выходного напряжения — введением во входную цепь устройства очень малого плавно регулируемого постоянного напряжения любой полярности (для упрощения схемы на рис. 8-10 это не показано). Дрейф нуля такого устройства, приведенный ко входу, после предварительного прогрева не превышает нескольких тысячных долей микровольта в час.

8-2. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В приемных, передающих и измерительных устройствах находят применение *избирательные усилители*, усиливающие сигналы в узкой полосе частот и не усиливающие или усиливающие намного сла-

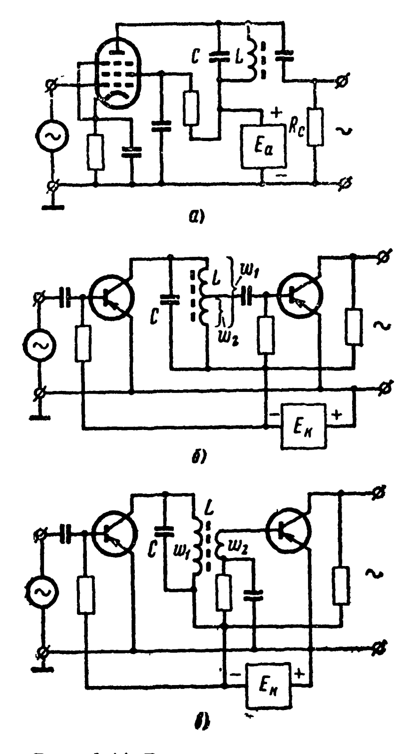


Рис. 8-11. Резонансные каскады.

а — ламповый с непосредственным включением контура; *б* — транзисторный с автотрансформаторным включением; *в* — транзисторный с трансформаторным включением.

бее мешающие сигналы других частот. Избирательные усилители, называемые также селективными, делятся на усилители с резонансными контурами и усилители с обратной связью.

Усилители с резонансными контурами

Схемы каскадов избирательного усиления с резонансным контуром, нередко называемые *резонансными каскадами*, изображены на рис. 8-11. Здесь нагрузкой выходной цепи усилительного элемента является параллельный резонансный контур LC, имеющий максимальное сопротивление для резонансной частоты f_0 и малое сопротивление для других частот. Для получения высокой избирательности и большого усиления в таких каскадах применяют усилительные элементы с высоким выходным сопротивлением и большим статическим коэффициентом усиления (экранированные лампы, включенные с общим катодом; транзисторы, включенные с общим эмиттером).

Связь между коэффициентом частотных искажений резонансного каскада $M_{кр}$ на крайней рабочей частоте $f_{кр}$, избирательностью каскада $S_п$ на частоте помехи $f_п$ и добротностью Q цепи межкаскадной связи определяется выражениями

$$\left.\begin{aligned} M_{кр} &= \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f_0}{f_{кр}} - \frac{f_{кр}}{f_0}\right)^2};\\ Q_{макс} &= \frac{\sqrt{M_{кр}^2 - 1}}{\dfrac{f_0}{f_{кр}} - \dfrac{f_{кр}}{f_0}}; \quad Q_{мин} = \frac{S_п}{\dfrac{f_п}{f_0} - \dfrac{f_0}{f_п}}, \end{aligned}\right\} \qquad (8\text{-}7)$$

где

$$M_{кр} = \frac{K_0}{K_{кр}}; \quad S_п = \frac{K_0}{K_п}; \quad Q = \frac{R}{6{,}28 f_0 L};$$

f_0 — резонансная частота контура;

K_0, $K_{кр}$, $K_п$ — коэффициенты усиления каскада на резонансной частоте, крайней рабочей частоте и частоте помехи;
R — резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи, *ом*;
L — индуктивность контура, *гн*.

Резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи в таком каскаде равно сопротивлению параллельного соединения резонансного сопротивления контура $R_к$, выходного сопротивления усилительного элемента каскада $R_{вых}$ и входного сопротивления следующего усилительного элемента $R_{вх\,сл}$. Так как потери в конденсаторе колебательного контура обычно много меньше потерь в его индуктивности, добротность контура $Q_к$ можно считать равной добротности катушки индуктивности $Q_и$.

Учитывая сказанное, можно получить следующие расчетные формулы для индуктивности контура L и его емкости C:

$$L = \frac{R_ш (Q_и - Q)}{6{,}28 f_0 Q_и Q}; \quad C = \frac{0{,}0254}{f_0^2 L}, \qquad (8\text{-}8)$$

где $R_ш$ — сопротивление параллельного соединения $R_{вых}$ и $R_{вх.сл}$, шунтирующее контур.

Значение Q для подстановки в выражение (8-8) находят по формулам (8-7), исходя из допустимого коэффициента частотных искажений $M_{кр}$ или заданной избирательности $S_п$; если задано как $M_{кр}$, так и $S_п$, то в выражение (8-8) подставляют значение Q, удовлетворяющее обоим условиям. Ориентировочное значение добротности катушки индуктивности контура, легко выполнимое на практике, можно взять из табл. 8-1.

Таблица 8-1

Значения добротности катушек индуктивности небольших размеров

Резонансная частота f_0	0,1—1 *кгц*	1—10 *кгц*	10—100 *кгц*	0,1—1 *Мгц*	1—10 *Мгц*	10—100 *Мгц*
Добротность катушки $Q_и$ без ферромагнитного сердечника	—	—	—	30—100	50—150	100—250
Добротность катушки $Q_и$ с ферромагнитным сердечником	4—20	10—50	30—150	100—300	100—250	—
Наилучший магнитный материал для сердечника	Пермаллой	Феррит	Феррит	Феррит	Карбонильное железо	—

В усилителях с экранированными лампами $R_{вх} \approx R_c$, одного порядка с $R_{вых} \approx R_i$, а поэтому в ламповых резонансных каскадах обычно применяют простейшую схему непосредственного включения контура в цепь межкаскадной связи (рис. 8-11, *а*). В транзисторных уси-

лителях входное сопротивление каскада с общим эмиттером намного ниже выходного сопротивления предыдущего каскада, включенного также с общим эмиттером, и здесь для получения от каскада наибольшего усиления используют схему автотрансформаторного (рис. 8-11, *б*) или трансформаторного (рис. 8-11, *в*) включения контура. Наивыгоднейший коэффициент трансформации контура с достаточной точностью можно найти из приближенного выражения, не учитывающего активное сопротивление катушки индуктивности

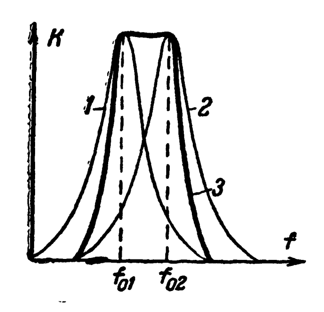


Рис. 8-12. Частотные характеристики взаимно расстроенной пары резонансных каскадов.

1 — первого каскада. *2* — второго каскада; *3* — двух каскадов.

$$n = \frac{w_2}{w_1} \approx \sqrt{\frac{R_{вх.сл}}{R_{вых}}}. \qquad (8\text{-}9)$$

Емкость конденсатора контура $C_к$ берут меньше значения C, найденного из выражения (8-8), на величину выходной и входной динамической емкости усилительных элементов и емкости монтажа:

$$C_к = C - (C_{вых} + C_{вх.д.сл} + C_м). \qquad (8\text{-}10)$$

Для того, чтобы резонансная частота каскада мало менялась при замене усилительных элементов и изменении их параметров в условиях эксплуатации, емкость контура C должна быть во много раз больше суммы емкостей в скобках выражения (8-10). Для ламповых каскадов $C_{вых}$ берут из справочных данных лампы, $C_{вх.д.сл}$ находят по выражению (4-5); для транзисторных каскадов их находят по формулам (4-9).

Если один каскад резонансного усиления обеспечивает заданную избирательность, но не дает необходимого усиления, то в усилитель добавляют нужное количество обычных резистивных каскадов. Если же один каскад не обеспечивает требуемой избирательности, в усилителе предусматривают несколько резонансных каскадов; при настройке последних на одну и ту же резонансную частоту f_0 избирательность усилителя равна произведению избирательностей его каскадов.

Если при расчете добротности по формулам (8-7) значение $Q_{макс}$ получается меньше $Q_{мин}$, то каскад с резонансным контуром не может обеспечить заданной избирательности при допущенном значении $M_{кр}$. В этом случае можно использовать два взаимно расстроенных резонансных каскада; при надлежащей расстройке частотная характеристика такой пары каскадов получается столообразной или даже с провалом в середине (рис. 8-12). Такую же частотную характеристику имеет каскад со схемой межкаскадной связи, содержащей два слабо связанных резонансных контура, настроенных на одну частоту; расчет таких каскадов рассматривется в учебниках по радиоприемным и радиопередающим устройствам, а поэтому на нем останавливаться не будем.

Пример 8-3. Рассчитаем ламповый каскад избирательного усиления со следующими данными: резонансная частота $f_0 = 1$ *кгц*; мешающая частота $f_п$ — ее вторая гармоника, т. е. 2 *кгц*; избирательность $S_п$ на частоте помехи — не менее 10; коэффициент частотных

искажений $M_{кр}$ при расстройке от резонансной частоты на 25 *гц* — не более 1 *дб*. В каскаде должен быть использован экономичный сверхминиатюрный пентод типа 6Ж1Б, работающий при $U_{а0}=100$ *в*, $U_{э0}=100$ *в*, $U_{с0}=-2$ *в*; $I_{а0}=3$ *ма*, $I_{э0}=0{,}8$ *ма*; $S=3$ *ма/в*; $R_i=0{,}5$ *Мом*; сопротивление утечки сетки следующего каскада $R_c=1$ *Мом*. Индуктивность контура выполняется на горшкообразном ферритовом сердечнике небольшого размера с немагнитным зазором в среднем стержне для обеспечения постоянства индуктивности как при изменении постоянного подмагничивания сердечника, так и при изменении амплитуды сигнала. Экспериментально найдено, что при намотке катушки контура на этом сердечнике из наиболее тонкого провода, допустимого по механической прочности и устойчивости против коррозии, индуктивность катушки $L=1$ *гн*, а ее добротность на частоте 1 *кгц* $Q_и=12$.

Так как R_i одного порядка с R_c, применяем схему рис. 8-11, *а* с непосредственным включением контура. Добротность цепи межкаскадной связи, необходимая для получения допустимых частотных искажений и для получения заданной избирательности, составит:

$$Q_{макс}=\frac{\sqrt{M_{кр}^2-1}}{\frac{f_0}{f_{кр}}-\frac{f_{кр}}{f_0}}=\frac{\sqrt{1{,}12^2-1}}{\frac{1\,000}{975}-\frac{975}{1\,000}}\approx 9{,}9;$$

$$Q_{мин}=\frac{S_п}{\frac{f_п}{f_0}-\frac{f_0}{f_п}}=\frac{10}{\frac{2\,000}{1\,000}-\frac{1\,000}{2\,000}}=6{,}67.$$

Остановившись на значении $Q=8$, удовлетворяющем обоим условиям, найдем необходимую величину $R_{ш.н}$, при которой Q будет иметь это значение, решив формулу (8-8) относительно $R_ш$:

$$R_{ш.н}=\frac{6{,}28 f_0 L Q_и Q}{Q_и-Q}=\frac{6{,}28\cdot 10^3\cdot 1\cdot 12\cdot 8}{12-8}=1{,}51\cdot 10^5\ ом.$$

Действительное же значение $R_ш$, равное в примененной схеме сопротивлению параллельного соединения R_i и R_c, составляет:

$$R_{ш.д}=\frac{R_i R_c}{R_i+R_c}=\frac{5\cdot 10^5\cdot 1\cdot 10^6}{5\cdot 10^5+1\cdot 10^6}=3{,}33\cdot 10^5\ ом.$$

Отсюда для получения $R_{ш.н}=1{,}51\cdot 10^5$ *ом* параллельно контуру потребуется включить резистор $R_п$ сопротивлением

$$R_п=\frac{R_{ш.д} R_{ш.н}}{R_{ш.д}-R_{ш.н}}=\frac{3{,}33\cdot 10^5\cdot 1{,}51\cdot 10^5}{3{,}33\cdot 10^5-1{,}51\cdot 10^5}=2{,}76\cdot 10^5\ ом.$$

Емкость контура найдем из выражения

$$C=\frac{0{,}0254}{f_0^2 L}=\frac{0{,}0254}{1\,000^2\cdot 1}=0{,}0254\cdot 10^{-6}\ ф=0{,}0254\ мкф.$$

При таком большом значении C выходной емкостью лампы каскада, емкостью монтажа и динамической входной емкостью следую-

щей лампы можно пренебречь и подключить параллельно индуктивности контура конденсатор с емкостью 0,025 *мкф*.

Для определения коэффициента усиления рассчитанного каскада найдем резонансное сопротивление цепи межкаскадной связи:

$$R = 6,28 f_0 LQ = 6,28 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 8 = 5,03 \cdot 10^4 \text{ ом}.$$

Отсюда коэффициент усиления каскада на резонансной частоте 1 *кгц*

$$K_0 = K_{ср} = SR_{э.в} = SR = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 5,03 \cdot 10^4 \approx 150.$$

Сопротивление катодного смещения рассчитывают обычным образом; расчет необходимой емкости блокировочного конденсатора производят по формуле (7-19), считая $f_н = f_0$ и беря $M_{н.к} = 1,005 \div 1,01$. При наличии в цепи экранирующей сетки цепочки $C_э R_э$ необходимую емкость конденсатора $C_э$ рассчитывают по той же формуле, также полагая $f_н = f_0$ и беря $M_{н\,э} = 1,005 \div 1,01$.

Усилители с обратной связью

Резонансный каскад дает хорошие результаты лишь при рабочей частоте порядка единиц килогерц и выше. При более низких частотах индуктивность резонансного контура оказывается очень велика и контур приобретает большие размеры и стоимость. Катушка индуктивности такого контура содержит много витков тонкого провода и очень чувствительна к наводкам и помехам.

Поэтому избирательные усилители на рабочую частоту порядка сотен герц и ниже обычно строят с использованием частотно-избирательных *RC* систем в цепи обратной связи. Наиболее употребительным устройством такого типа является схема с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи, простейшие варианты которой даны на рис. 8-13.

Коэффициент передачи двойного Т-образного моста, обведенного пунктиром на рис. 8-13, на частоте $f_0 = \dfrac{1}{6,28RC}$ обращается в нуль, т. е. на этой частоте мост сбалансирован (см. рис. 7-8, *б*); напряжение отрицательной обратной связи, снимаемое с выхода моста, на этой частоте равно нулю и каскад имеет коэффициент усиления $K_{ср}$, даваемый им без обратной связи. На частотах, отличающихся от f_0 баланс моста нарушается, и на его выходе появляется напряжение обратной связи, увеличивающееся по мере удаления частоты от f_0 и заставляющее усиление каскада уменьшаться (см. рис. 7-8, *в*).

Частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом мало отличается от частотной характеристики резонансного каскада, и для расчета необходимой добротности Q цепи межкаскадной связи по заданным значениям $M_{кр}$ и $S_п$ можно пользоваться формулами (8-7). В схемах рис. 8-13 избирательность, а следовательно и эквивалентная добротность, определяются коэффициентом усиления $K_{ср}$ схемы, охваченной мостом; необходимое усиление охваченной мостом части усилителя определяется выражением

$$K_{ср} \approx 4Q - 1. \qquad (8\text{-}11)$$

Так, например, если необходимое значение $Q = 8$, как в примере 8-3, из выражения (8-11) найдем, что мостом необходимо охватить схему с коэффициентом усиления $K_{ср} = 31$; такое усиление можно

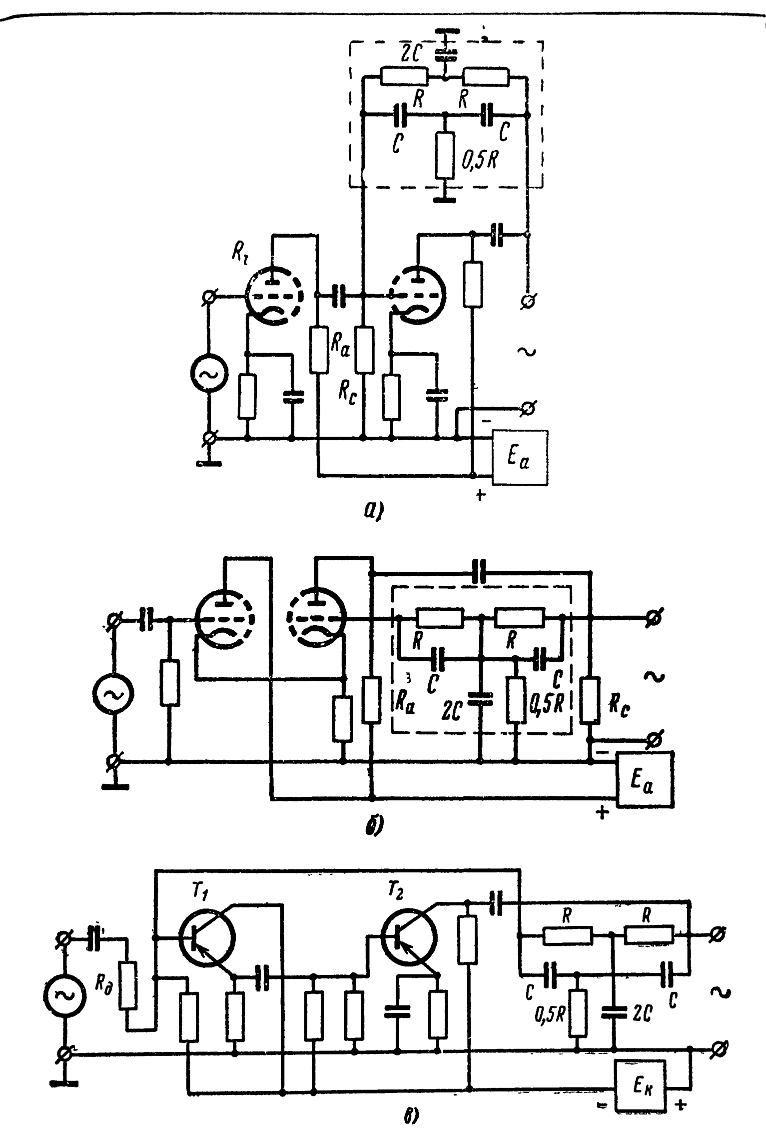


Рис. 8-13. Схемы избирательных усилителей с двойным Т-образным *RC* мостом в цепи отрицательной обратной связи.

а — с одним резистивным каскадом, охваченным нагруженным мостом, *б*—с введением сигнала катодным повторителем в цепь катода и ненагруженным мостом, охватывающим один каскад; *в* — с мостом, охватывающим два каскада и нагруженным на вход эмиттерного повторителя.

получить от одного каскада, а следовательно, мостом достаточно охватить один каскад. Если же найденное из выражения (8-11) усиление не может быть получено от одного каскада, мостом охватывают два и более каскадов, дающих требуемое усиление.

Формула (8-11) справедлива для двойного Т-образного моста, ненагруженного со стороны его выхода; при нагрузке моста избирательность схемы падает. Поэтому сопротивление R желательно брать раз в 10—20 меньше сопротивления входной или межкаскадной цепи, к которой подключается выход моста. При охвате мостом лампового резистивного каскада (рис. 8-13, *а*) мост нагружается сопротивлением параллельного соединения R_i, $R_а$ и $R_с$, и значение R в соответствии со сказанным приходится брать небольшим, что приводит к снижению усиления обоих каскадов и к невысокой избирательности схемы. Для устранения этого недостатка можно подавать подводимый сигнал через катодный повторитель в цепь катода лампы, включив мост между ее анодом и сеткой (рис. 8-13, *б*); при этом мост оказывается ненагруженным и значение R можно взять порядка $R_а$ и выше, что мало отразится на усилении каскада, а следовательно, и на избирательности схемы.

В транзисторном варианте избирательного усилителя, изображенном на рис. 8-13, *в* мост охватывает два каскада и его выход нагружен на высокое входное сопротивление эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе T_1; это позволяет взять резисторы R значительного сопротивления и получить от каскада с транзистором T_2 большое усиление, а следовательно, и высокую избирательность усилителя. Для повышения входного сопротивления повторителя в нем использована коллекторная стабилизация, а в цепь базы транзистора T_1 последовательно с источником сигнала введен дополнительный резистор $R_д$, не позволяющий источнику сигнала или предыдущему каскаду шунтировать выход моста.

Выбрав для примененной схемы значение R на основании указанных выше соображений, по заданной рабочей частоте находят емкость конденсаторов моста

$$C = \frac{1}{6,28 f_0 R}. \qquad (8\text{-}12)$$

Например, если $R = 10^5$ *ом*, а $f_0 = 10$ *гц*, то $C \approx 0,16$ *мкф*. Рассчитанные значения R и C полезно уточнить, включив мост между измерительным генератором синусоидальных колебаний и высокоомным ламповым вольтметром или осциллоскопом и добившись точного баланса моста на рабочей частоте изменением величин его резисторов. Расчет остальных деталей схемы производят обычным образом. Чтобы характеристики усилителя не расходились с расчетными, блокировочные и разделительные конденсаторы не должны вносить заметных частотных искажений на рабочей частоте и выходные зажимы схемы не должны сильно нагружаться.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9-1. ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для достижения требуемого усиления обычно приходится соединять последовательно несколько усилительных каскадов, образующих многокаскадный усилитель. При этом возникает ряд обстоятельств, не имевших места в одном каскаде, а поэтому и не рассматривавшихся ранее. Сюда относятся суммирование искажений сигнала в усилителе, защита от паразитных межкаскадных связей и расчет развязывающих фильтров, определение требований к источникам питания и расчет фильтров на сглаживание пульсаций, регулировка усиления, регулировка тембра и др.

9-2. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И СУММИРОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Ввиду того, что сигнал, усиленный одним каскадом, передается далее на следующий каскад и усиливается им, коэффициент усиления многокаскадного усилителя $K_{ус}$ равен произведению коэффициентов усиления всех его каскадов K_1, K_2, K_3 и т. д.:

$$K_{ус} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdots \quad (9\text{-}1)$$

Если коэффициенты усиления выражены в децибелах, для получения коэффициента усиления усилителя коэффициенты усиления каскадов не перемножают, а складывают. Указанные правила справедливы как для коэффициентов усиления напряжения и тока, так и для коэффициента усиления мощности.

Отсюда следует, что относительное усиление усилителя $Y_{ус}$ и его коэффициент частотных искажений $M_{ус}$ на любой частоте, выраженные в относительных единицах, равны произведению относительных усилений Y_1, Y_2, Y_3 и т. д. или коэффициентов частотных искажений M_1, M_2, M_3 и т. д. всех его каскадов или цепей, выраженных также в относительных единицах:

$$Y_{ус} = Y_1 \cdot Y_2 \cdot Y_3 \ldots; \quad M_{ус} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdots \quad (9\text{-}2)$$

При определении относительного усиления или коэффициентов частотных искажений в децибелах перемножение заменяют сложением.

Угол сдвига фазы многокаскадного усилителя $\varphi_{ус}$ находят как сумму углов сдвига фазы φ_1, φ_2, φ_3 и т. д. всех его каскадов или цепей:

$$\varphi_{ус} = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \cdots \quad (9\text{-}3)$$

Так как амплитуда сигнала на последнем каскаде усилителя максимальна, этот каскад обычно вносит наибольшие нелинейные искажения, и коэффициент гармоник многокаскадного усилителя $k_{г.ус}$ в большинстве случаев практически равен коэффициенту гармоник его оконечного каскада $k_{г.ок}$

$$k_{г.ус} \approx k_{г.ок}. \quad (9\text{-}4)$$

В тех случаях, когда коэффициент гармоник предыдущих каскадов того же порядка, как и у последнего каскада или превышает его, коэффициент гармоник усилителя находят из выражения

$$k_{г.ус} \approx \sqrt{k^2_{г2ус} + k^2_{г3ус} + k^2_{г4ус}}, \quad (9\text{-}5)$$

где $k_{г2ус}$, $k_{г3ус}$, $k_{г4ус}$ — коэффициенты гармоник усилителя по второй, третьей и т. д. гармоникам, определяемые по формулам

$$k_{г2ус} \approx k'_{г2} + k''_{г2} + k'''_{г2} + \cdots; \quad k_{г3ус} \approx k'_{г3} + k''_{г3} + k'''_{г3} + \cdots;$$

$$k_{г4ус} \approx k'_{г4} + k''_{г4} + k'''_{г4} + \cdots \quad (9\text{-}6)$$

Здесь через $k_{г2}$, $k_{г3}$ и $k_{г4}$ со штрихами обозначены коэффициенты гармоник по второй, третьей и четвертой гармоникам отдельных каскадов усилителя, вносящих заметные нелинейные искажения; значения с одним штрихом относятся к одному каскаду, с двумя — к другому, с тремя — к третьему и т. д. Из-за фазовых сдвигов гармоник, вносимых отдельными каскадами и не учитываемых формулами (9-6), действительный коэффициент гармоник усилителя обычно оказывается меньше найденного по выражению (9-5).

Из формул (9-2) и (9-3) следует, что как частотную, так и фазовую характеристики многокаскадного усилителя можно построить по известным частотным и фазовым характеристикам всех его каскадов; для каждого значения частоты, на котором хотят иметь вычисленную точку на характеристике усилителя, перемножают значения Y всех каскадов усилителя или складывают величины φ всех его каскадов.

Переходные искажения многокаскадного усилителя нельзя точно рассчитать по известным переходным искажениям отдельных его каскадов; однако в большинстве случаев их можно найти с достаточной для практических целей точностью по приближенным формулам.

Искажения плоской вершины импульса в многокаскадном усилителе $\Delta_{ус}$ приближенно равны сумме искажений всех его каскадов или цепей:

$$\Delta_{ус} \approx \Delta_{вх} + \Delta_1 + \Delta_2 + \cdots + \Delta_{вых}. \quad (9\text{-}7)$$

Время установления многокаскадного усилителя $t_{у\,ус}$, состоящего из резистивных каскадов без высокочастотной коррекции, а следовательно и без выбросов, может быть приближенно рассчитано по формуле

$$t_{у.ус} \approx \sqrt{t^2_{у.вх} + t^2_{у1} + t^2_{у2} + \cdots + t^2_{у.вых}}, \quad (9\text{-}8)$$

где $\Delta_{вх}$, Δ_1, Δ_2, $\Delta_{вых}$, $t_{у.вх}$, $t_{у1}$, $t_{у2}$, $t_{у\,вых}$ — искажения плоской вершины импульса и время установления входной цепи, первого каскада, второго каскада и выходной цепи соответственно.

При наличии в каскадах высокочастотной коррекции и отсутствии выбросов или малых выбросах, не превышающих нескольких процентов, формулой (9-8) также можно пользоваться, но при этом она дает немного завышенный результат; действительное время установления усилителя оказывается меньше найденного по этой формуле.

При наличии в некоторых каскадах усилителя больших выбросов и при различном времени установления каскадов формула (9-8) совершенно непригодна; в этом случае время установления усилителя может оказаться меньше времени установления отдельных его каскадов (см. стр. 292). Для нахождения времени установления такого усилителя строят графическим способом его переходную характеристику в области малых времен и по ней находят время установления и выброс усилителя. Способ построения переходной характеристики многокаскадного усилителя по переходным характеристикам его каскадов описан ниже.

Если ни один из каскадов многокаскадного усилителя не имеет выброса, то усилитель также выброса иметь не будет. Если каждый из каскадов многокаскадного усилителя имеет критический выброс, то выброс всего усилителя также будет равен критическому; напомним, что для схемы простой высокочастотной коррекции критический выброс равен примерно 1%, а для схемы сложной коррекции типа рис. 5-25 он зависит от отношения емкостей C_1 и C_2, изменяясь от 1,1% до 4,3%.

Если все каскады многокаскадного усилителя имеют выбросы больше критического и примерно одинаковое время установления, выброс усилителя $\delta_{ус}$ приближенно можно найти через выбросы первого, второго, третьего и т. д. каскадов $\delta_{1к}$, $\delta_{2к}$, $\delta_{3к}$ из выражения

$$\delta_{ус} \approx \sqrt{\delta_{1к}^2 + \delta_{2к}^2 + \delta_{3к}^2 + \cdots}\,. \qquad (9\text{-}9)$$

Одним из простейших графических методов построения переходной характеристики многокаскадного усилителя является *метод ступенчатой аппроксимации*, при котором переходную характеристику усилителя находят по известным переходным характеристикам отдельных каскадов или их групп.

При использовании этого метода оси времени переходных характеристик двух отдельных каскадов или двух групп каскадов разбивают на равные участки Δt (рис. 9-1) и отмечают на одной из характеристик среднюю высоту ординаты каждого из участков (a_1, a_2, a_3 и т. д.), а на другой — высоту ординаты в конце каждого из участков (b_1, b_2, b_3 и т. д.). Разбивку осей времени на участки прекращают там, где характеристики практически приобретают установившееся значение. Заменив первую характеристику ступенчатой кривой, ступеньки которой совпадают с средней высотой ординат, получим высоту первой, второй, третьей и т. д. ступенек равными разности ординат соседних ступенек:

$$a_1' = a_1 - a_0 = a_1\,;\; a_2' = a_2 - a_1;\; a_3' = a_3 - a_2 \text{ и т. д.};$$

при характеристике с выбросами некоторые значения a' могут быть равны нулю или иметь знак минус.

Каждая ступенька первой переходной характеристики создаст на выходе второго каскада (или второй группы каскадов) сигнал, совпадающий по форме со второй переходной характеристикой, и по величине пропорциональный высоте ступеньки. Его ординаты будут равны произведению высоты ступеньки a' на ординаты b второй

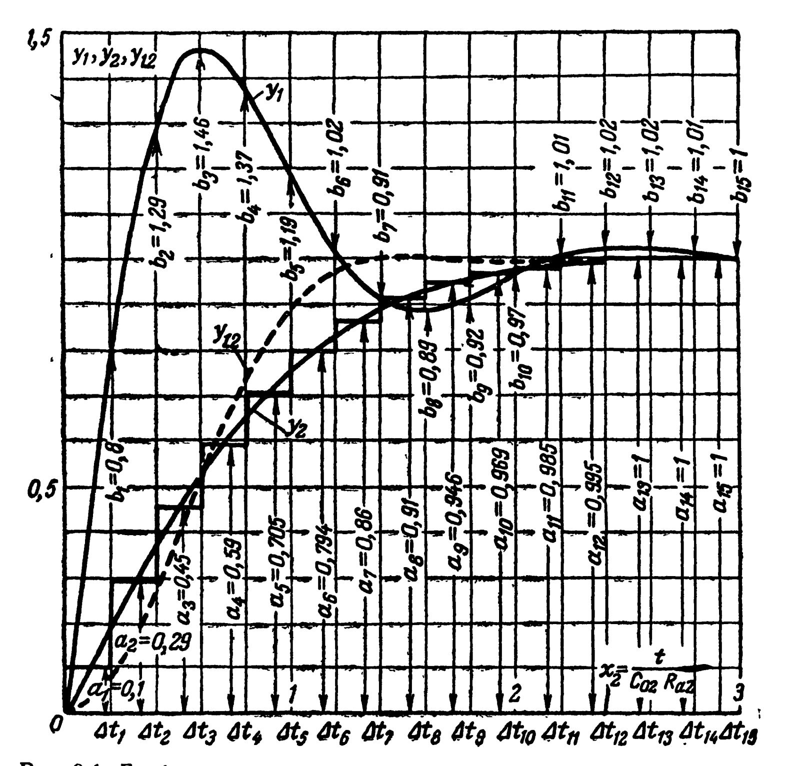


Рис 9-1. Графический способ построения переходной характеристики усилителя по переходным характеристикам его каскадов.

y_1 — характеристика одного из каскадов; y_2 — характеристика другого каскада; $y_{1\text{-}2}$ — результирующая переходная характеристика двухкаскадного усилителя, состоящего из этих каскадов.

характеристики. Полный сигнал на выходе второго каскада, представляющий собой искомую переходную характеристику обоих каскадов, будет равен сумме сигналов, вызванных всеми ступеньками, с учетом времени их появления.

При вычислении ординат переходной характеристики усилителя указанным способом удобно пользоваться формой записи, приведенной в табл. 9-1, где в горизонтальные строки 1, 2, 3 и т. д. записывают вычисленные значения ординат выходного сигнала, вызванного первой, второй, третьей и т. д. ступеньками; сумма значений ординат

Таблица 9-1

Форма записи вычислений при графическом построении переходной характеристики усилителя

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени				
		Δt_1	Δt_2	Δt_3	...	Δt_{15}
		Среднее значение a в данном интервале времени				
		0,1	0,29	0,45	...	1,0
		Значение b в конце данного интервала времени				
		0,8	1,29	1,46	...	1,0
1	$a_1'=0,10$	$a_1' b_1=0,08$	$a_1' b_2=0,129$	$a_1' b_3=0,146$	...	$a' b_{15}=0,10$
2	$a_2'=0,19$	—	$a_2' b_1=0,152$	$a_2' b_2=0,245$	...	$a_2' b_{14}=0,192$
3	$a_3'=0,16$	—	—	$a_3' b_1=0,128$	...	$a_3' b_{13}=0,163$
4	$a_4'=0,14$	—	—	—	...	$a_4' b_{12}=0,143$
5	$a_5'=0,115$	—	—	—	...	$a_5' b_{11}=0,116$
6	$a_6'=0,089$	—	—	—	...	$a_6' b_{10}=0,086$
7	$a_7'=0,067$	—	—	—	...	$a_7' b_9=0,061$
8	$a_8'=0,049$	—	—	—	...	$a_8' b_8=0,043$
9	$a_9'=0,035$	—	—	—	...	$a_9' b_7=0,032$

Продолжение

Номер ступеньки	Высота ступеньки	Интервал времени				
		Δt_1	Δt_2	Δt_3	. . .	Δt_{15}
		Среднее значение a в данном интервале времени				
		0,1	0,29	0,45	. . .	1,0
		Значение b в конце данного интервала времени				
		0,8	1,29	1,46	. . .	1,0
10	$a'_{10}=0,024$	—	—	—	. . .	$a'_{10}\ b_6=0,024$
11	$a'_{11}=0,016$	—	—	—	. . .	$a'_{11}\ b_5=0,019$
12	$a'_{12}=0,010$	—	—	—	. . .	$a'_{12}\ b_4=0,014$
13	$a'_{13}=0,005$	—	—	—	. . .	$a'_{13}\ b_3=0,007$
14	$a'_{14}=0$	—	—	—	. . .	$a'_{14}\ b_2=0$
15	$a'_{15}=0$	—	—	—	. . .	$a'_{15}\ b_1=0$
		Ординаты суммарной переходной характеристики в конце данного интервала времени				
		$B_1=a'_1\ b_1=0,08$	$B_2=a'_1\ b_2+a'_2\ b_1==0,281$	$B_3=a'_1\ b_3+ +\ldots+a'_3\ b_1==0,519$	. . .	$B_{15}=a'_1\ b_{15}+ +\ldots+a'_{15}\ b_1==1,000$

по каждому из вертикальных столбцов, записываемая в нижней строке таблицы, дает значение ординат переходной характеристики усилителя в конце данного интервала времени.

Для иллюстрации практического применения этого метода на рис. 9-1 и в табл. 9-1 произведено построение и приведены данные переходной характеристики двухкаскадного усилителя импульсных сигналов с разнополосными, взаимно корректирующими друг друга каскадами, имеющими данные, указанные на стр. 292. На рис. 9-1 переходная характеристика первого каскада y_1 и переходная характеристика второго каскада y_2 изображены сплошными линиями, переходная характеристика всего усилителя $y_{1\,2}$, построенная по вычисленным в табл. 9-1 данным, изображена пунктиром.

9-3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ МЕЖДУ КАСКАДАМИ И ВЗАИМНАЯ ИХ КОРРЕКЦИЯ

Расчет усилителя начинают с составления его блок-схемы, выбора усилительных элементов и выбора принципиальных схем входного устройства, каскадов предварительного усиления, каскадов мощного усиления, выходного устройства. Выбор усилительных элементов и принципиальных схем производят, исходя из назначения усилителя и предъявленных к нему технических, экономических и конструктивных требований.

Затем выбирают усилительные элементы для отдельных каскадов и определяют число каскадов, исходя из заданной выходной мощности или напряжения и данных источника сигнала, приближенно найдя коэффициенты усиления каскадов и коэффициент передачи входного устройства. После этого вычерчивают примерную принципиальную схему усилителя.

Дальнейший расчет зависит от типа усилителя. При расчете усилителя звуковых частот задаются для каждого каскада или цепочки, вносящих искажения, значениями относительного усиления $Y_н$ и $Y_в$ на низшей и высшей рабочих частотах, которые берут из табл. 9-2. Для стационарных усилителей значения $Y_н$ берут более близкие к нижнему, а для переносных и малогабаритных усилителей более близкие к верхнему пределу; значения $Y_в$ для всех случаев можно брать средние из указанных.

Сложив значения $Y_н$ всех каскадов и цепочек усилителя, взятые из табл. 9-2, сравнивают полученный результат со значением $Y_н$, заданным на усилитель. Если полученная сумма не сильно отличается от заданных на усилитель искажений, то значения $Y_н$, взятые на каскады и цепочки, изменяют до получения суммы, равной или немного меньшей заданного $Y_{н.ус}$, низкочастотную корреляцию в этом случае в усилитель не вводят. Если же полученная сумма оказывается много больше заданного $Y_к$, то в один или несколько каскадов вводят низкочастотную коррекцию цепочкой $C_ф R_ф$ или обратной связью, задавшись на корректированный усилитель частотными искажениями на низшей рабочей частоте в 1,5—2 раза меньше искажений, допустимых для проектируемого усилителя; это необходимо из-за допусков на параметры усилительных элементов и детали.

Таблица 9-2

Ориентировочные значения относительного усиления на низшей и высшей частотах для каскадов усиления звуковых частот

Тип каскада или цепи	$Y_н$, *дб*	$Y_в$, *дб*
Выходной или предварительный трансформаторный каскад с триодом и активной нагрузкой . . .	—(0,6÷1)	—(0,5÷1)
Выходной или предварительный трансформаторный каскад с экранированной лампой и активной нагрузкой	—(0,8÷1,5)	—(0,2÷0,3)
Выходной или предварительный трансформаторный транзисторный каскад	—(1÷2)	См. примечание
Предварительный трансформаторный каскад с триодом или экранированной лампой и емкостной нагрузкой	—(0,6÷1)	—1 ÷ +10
Предварительный резистивный каскад с триодом, работающий на экранированную лампу	—(0,2÷0,6)	—0,1
Предварительный резистивный каскад с триодом, работающий на триод	—(0,2÷6)	—(0,2÷0,4)
Предварительный резистивный каскад с экранированной лампой, работающий на экранированную лампу	—(0,3÷0,9)	—(0,1÷0,3)
Предварительный резистивный каскад с экранированной лампой, работающий на триод	—(0,3÷0,9)	—(0,3÷0,6)
Предварительный резистивный транзисторный каскад	—(0,5÷1)	См. примечание
Входной трансформатор с активной нагрузкой и сердечником из пермаллоя	—(0,3÷0,8)	—(0,1÷0,3)
Входной трансформатор с активной нагрузкой и сердечником из трансформаторной стали	—(0,5÷1)	—(0,5÷1)
Входной трансформатор с емкостной нагрузкой и сердечником из любого материала	—(0,5÷1)	—1 ÷ +10

Продолжение

Тип каскада или цепи	$Y_н$, *дб*	$Y_в$, *дб*
Разделительная цепочка RC на входе, выходе или между каскадами лампового усилителя; цепочка катодного смещения $R_к C_к$; цепочка в экранирующей сетке лампового каскада $R_э C_э$	$-(0{,}1 \div 0{,}3)$	0
Разделительная цепочка RC на входе, выходе или между каскадами транзисторного усилителя, а также цепочка $R_э C_э$ в эмиттере транзисторного каскада	$-(0{,}3 \div 1)$	0

Примечание. Значение $Y_в$ здесь в основном зависит от граничной частоты транзистора следующего каскада.

Если усилитель должен иметь подъем на низшей рабочей частоте, то значения $Y_н$ на каскад также берут из табл. 9-2 и вводят в усилитель низкочастотную коррекцию такой величины, чтобы усилитель с коррекцией имел заданный подъем характеристики.

Сложив взятые из табл. 9-2 значения $Y_в$ для всех каскадов усилителя, сумму также сравнивают с заданным на усилитель значением $Y_{в.ус}$. Если она не сильно отличается от заданного значения, то искажения на каскад изменяют до получения суммы, равной или немного меньшей заданной величины; высокочастотная коррекция в этих случаях не нужна. Если же сумма много больше заданного $Y_{в.ус}$, то в один из каскадов вводят высокочастотную коррекцию входным трансформатором с емкостной нагрузкой, схемой последовательной высокочастотной коррекции, обратной связью, и т. п., доведя суммарные частотные искажения на высшей рабочей частоте до величины, в 1,5—2 раза меньшей заданной на усилитель.

Если нужно получить частотную характеристику усилителя с подъемом на верхних частотах, то искажения на каскад берут из табл. 9—2 и вводят в усилитель высокочастотную коррекцию такой величины, чтобы получить на высшей рабочей частоте заданный подъем.

Распределив частотные искажения, рассчитывают отдельные каскады усилителя, начиная с последнего (оконечного), и находят коэффициент гармоник усилителя. Если он значительно больше заданного, то в усилителе предусматривают отрицательную обратную связь, снижающую коэффициент гармоник усилителя до допустимого значения. Обратная связь может оказаться необходимой и для стабилизации коэффициента усиления усилителя или уменьшения возрастания выходного напряжения при сбросе нагрузки. Введение обратной связи уменьшит усиление и может вызвать необходимость добавления в усилитель дополнительного каскада и перераспределения частотных искажений, изменяющихся от влияния обратной связи.

При расчете широкополосных усилителей гармонических или импульсных сигналов после составления принципиальной схемы усилителя допущенные на него частотные искажения на низшей частоте

в децибелах $Y_{н.ус}$ или спад плоской вершины импульса $\Delta_{ус}$ делят поровну между каскадами усилителя или цепями, вызывающими искажения или спад, и рассчитывают емкость конденсаторов $C_к$, $C_э$ и $C_с$.

Если рассчитанные конденсаторы невелики и недороги, то низкочастотную коррекцию не применяют и останавливаются на рассчитанных конденсаторах. Если же конденсаторы велики или дороги и уменьшение их емкости в несколько раз может заметно сократить размеры усилителя или его стоимость, то частотные искажения или спад каждого из каскадов берут в несколько раз больше найденных первоначально и корректируют искажения усилителя одной или несколькими цепочками $R_ф C_ф$ до величины, в 1,5—2 раза меньшей допустимого значения $Y_{н.ус}$ или $\Delta_{ус}$.

Корректирование одной цепочкой $R_ф C_ф$ требует только одного конденсатора $C_ф$, но дает более криволинейную частотную и переходную характеристики, чем корректирование несколькими цепочками. Но корректирование несколькими цепочками обходится дороже, так как требует нескольких конденсаторов $C_ф$, с емкостью каждого в несколько раз большей. Корректирующую цепочку или цепочки $R_ф C_ф$ устанавливают в первых каскадах усилителя, требующих меньшего напряжения питания, чем его последний каскад, определяющий напряжение источника питания.

Для уменьшения размеров и стоимости усилителя, а также для уменьшения потребляемой им мощности питания в последнем каскаде широкополосного усилителя целесообразно брать частотные искажения на высшей рабочей частоте или время установления равными или даже больше допустимых для всего усилителя, скорректировав их затем одним или несколькими предварительными каскадами. Это позволит взять в последнем каскаде много большее сопротивление нагрузки, что увеличит коэффициент усиления усилителя и максимальную амплитуду его выходного напряжения и уменьшит необходимый ток питания выходного каскада, а также мощность примененного в нем усилительного элемента. Недостатком такой взаимной коррекции каскадов на верхних частотах является то, что при замене усилительных элементов или деталей частотная характеристика усилителя на верхних частотах, а следовательно, и его выброс и время установления изменяются сильнее, чем в усилителе с одинаковыми характеристиками каскадов; однако обычно эти изменения оказываются допустимыми.

Наибольший выигрыш и наилучшие характеристики усилителя имеют место при определенных значениях коэффициентов высокочастотной коррекции и определенных соотношениях произведений $C_0 R_а$ отдельных каскадов. Наивыгоднейшие соотношения зависят от схемы высокочастотной коррекции и числа взаимно корректируемых каскадов; они различны для усилителей гармонических сигналов и усилителей импульсных сигналов.

В двухкаскадном усилителе гармонических сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией и взаимно корректированными каскадами значения коэффициентов высокочастотной коррекции первого каскада a_1, второго каскада a_2 и произведение $C_{01} R_{а1}$ первого каскада должны быть равны:

$$a_1 = 1,12; \; a_2 = 0,27; \; C_{01} R_{а1} = 0,394 C_{02} R_{а2}, \qquad (9\text{-}10)$$

где C_{02} и $R_{а2}$ — нагружающие второй (оконечный) каскад емкость и сопротивление в его выходной цепи.

Нормированная частотная характеристика в области верхних частот такого двухкаскадного усилителя дана на рис. 9-2 (кривая *1*). По ней находят значение $X_в$, соответствующее заданной на рассчитываемую пару каскадов величине $Y_{в\,ус}$, после чего определяют сопротивления резисторов в выходной цепи второго и первого каскадов, а затем индуктивность корректирующих дросселей обоих каскадов из выражений

$$R_{a2}=\frac{0,159X_в}{f_в C_{02}};\quad R_{a1}=0,394R_{a2}\frac{C_{02}}{C_{01}};$$

$$L_{a2}=0,27C_{02}R_{a2}^2;\ L_{a1}=1,12C_{01}R_{a1}^2. \qquad (9\text{-}11)$$

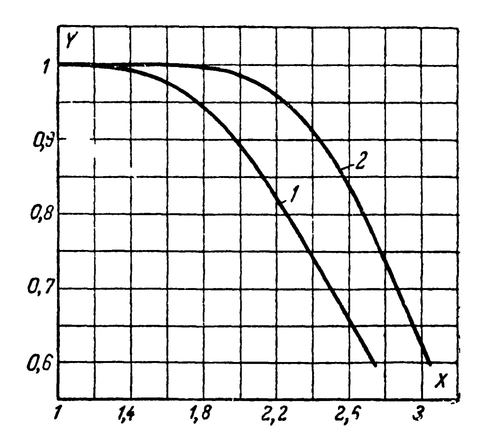


Рис. 9-2. Нормированные частотные характеристики в области верхних частот.

1 — разнополосной пары каскадов с данными, определяемыми уравнениями (9-10); *2* — разнополосной тройки каскадов с данными, определяемыми уравнениями (9-12).

Дальнейший расчет взаимно корректированной пары производят обычным образом. Даваемый ею выигрыш по сравнению с одинаковыми каскадами, имеющими $a=0{,}414$, зависит от заданного значения $Y_{в.ус}$; при $Y_{в.ус}=0{,}9$ она дает большее в 1,3 раза максимальное выходное напряжение и больший в 1,7 раза коэффициент усиления. При большем значении $Y_{в.ус}$ выигрыш по обоим показателям возрастает. Однако рассчитанная таким образом разнополосная пара при одновременном изменении емкости C_0 одного каскада на +10% и другого на —10% (наиболее неблагоприятный случай) изменяет усиление на высшей рабочей частоте примерно на 9% (около 0,75 *дб*).

В трехкаскадном усилителе гармонических сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией наилучшее взаимное корректирование каскадов имеет место при

$$a_1=2,28;\quad a_2=0,37;\quad a_3=0,25;$$

$$C_{01}R_{a1}=0,237C_{03}R_{a3};\ C_{02}R_{a2}=0,659C_{03}R_{a3}. \qquad (9\text{-}12)$$

Нормированная частотная характеристика на верхних частотах такой разнополосной тройки каскадов изображена на том же рис. 9-2 (кривая 2); по ней находят значение $X_в$, соответствующее заданной на такую тройку каскадов величине $Y_{в.ус}$, после чего рассчитывают R_{a3}, R_{a2} и R_{a1} по формулам

$$R_{a3} = \frac{0,159X_в}{f_в C_{03}}; \; R_{a2} = 0,659R_{a3}\frac{C_{03}}{C_{02}}; \; R_{a1} = 0,237R_{a3}\frac{C_{03}}{C_{01}}. \quad (9\text{-}13)$$

Индуктивность корректирующих дросселей находят по формуле (5-68). Разнополосная тройка с такими данными при $Y_{в.ус}=0,9$ дает большее максимальное выходное напряжение или экономию в мощности питания выходного каскада более чем в 1,6 раза и большее в 3,78 раза усиление по сравнению с тройкой одинаковых каскадов, имеющих $a=0,414$ и то же значение $Y_{в.ус}$, но изменение частотной характеристики на верхних частотах при изменении емкостей каскадов или индуктивности корректирующих дросселей у нее еще больше, чем у разнополосной пары.

В двухкаскадном усилителе импульсных сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией и взаимно корректированными каскадами для получения выброса усилителя в 1% значения a_1, a_2, R_{a2} и R_{a1} берут:

$$a_1 = 1,4; \; a_2 = 0,325; \; R_{a2} = \frac{t_{у.ус}}{0,76C_{02}}; \; R_{a1} = 0,233R_{a2}\frac{C_{02}}{C_{01}}, \quad (9\text{-}14)$$

где $t_{у.ус}$ — заданное время установления усилителя.

Расчет индуктивности корректирующих дросселей производят по формуле (5-68); дальнейший расчет ведут обычным образом. По сравнению с парой каскадов, имеющих $a=0,35$ и дающих тот же выброс в 1%, разнополосная пара имеет примерно в 1,5 раза большее усиление и в 1,7 раза большую максимальную амплитуду сигнала на выходе или во столько же раз меньшую мощность питания оконечного каскада при равной максимальной амплитуде выходного сигнала.

Нормированная переходная характеристика в области малых времен такой разнополосной пары, рассчитанная методом ступенчатой аппроксимации, дана пунктиром на рис. 9-1; там же сплошными линиями даны переходные характеристики первого и второго каскадов. Из этого рисунка можно найти, что время установления такого двухкаскадного усилителя в 1,82 раза меньше времени установления его последнего каскада. Физически корректирование времени установления последнего каскада в данном случае объясняется тем, что первый, более «быстрый» каскад, имея большой выброс (свыше 46%), расположенный на переднем фронте второго — «медленного» каскада, заставляет результирующую характеристику усилителя подниматься быстрее. Когда характеристика второго каскада приближается к установившемуся состоянию, выброс первого каскада меняет знак, что «гасит» выброс на результирующей характеристике.

В трехкаскадном усилителе импульсных сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией и выбросом в 1% наилучшее взаимное корректирование каскадов имеет место при

$$a_1 = 4,434; \; a_2 = 0,953; \; a_3 = 0,318;$$

$$R_{a3} = \frac{t_{у.ус}}{0,475C_{03}}; \quad R_{a2} = 0,282R_{a3} \frac{C_{03}}{C_{02}};$$

$$R_{a1} = 0,0672R_{a3} \frac{C_{03}}{C_{01}}. \qquad (9\text{-}15)$$

Разнополосная тройка дает еще больший выигрыш, чем разнополосная пара, но ее характеристики при изменении данных схемы изменяются сильнее.

Время установления многокаскадного усилителя, составленного из нескольких разнополосных пар или троек с указанными выше данными, приближенно определяется выражением

$$t_{у.ус} \approx t_у \sqrt[4]{n}, \qquad (9\text{-}16)$$

где $t_у$ — время установления пары или тройки;
n — число пар или троек в усилителе.

В обоих случаях, когда усилитель должен иметь возможно более постоянную частотную или переходную характеристику при замене ламп, изменении емкости монтажа и т. п., взаимную коррекцию каскадов применять не следует. При этом заданные на усилитель частотные искажения на высшей частоте делят между каскадами поровну, и для усилителя гармонических сигналов с параллельной высокочастотной коррекцией без подъема на верхних частотах берут для всех каскадов значение $a=0,414$. Для усилителя импульсных сигналов в этих случаях, а также при необходимости отсутствия выброса, значение a для всех каскадов берут равным 0,25, а время установления каждого из n каскадов или цепей находят по приближенной формуле

$$t_у \approx \frac{t_{у.ус}}{\sqrt{n}}. \qquad (9\text{-}17)$$

9-4. ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Виды паразитных связей и борьба с ними

Между цепями и деталями схемы многокаскадного усилителя существуют паразитные связи, которые настолько могут изменить свойства усилителя, что он не будет удовлетворять заданным требованиям или даже окажется неработоспособным. Поэтому паразитные связи в усилителе должны быть ослаблены настолько, чтобы они практически не отражались на его свойствах и характеристиках.

Основными видами паразитных связей в многокаскадном усилителе являются емкостные, индуктивные, электромагнитные, электромеханические связи и связи через общие источники питания.

Паразитные емкостные связи обусловлены электрической емкостью между проводниками и деталями схемы усилителя, несущими потенциал сигнала. Так как сопротивление емкости, создающей паразитную емкостную связь, падает с ростом частоты, проходящая через нее энергия с повышением частоты увеличивается; поэтому паразитная емкостная обратная связь искажает частотную и фа-

зовую характеристики усилителя на верхних частотах и может привести к его самовозбуждению на частотах, превышающих высшую рабочую. Чем больше усиление сигнала между цепями, имеющими емкостную связь, тем меньшей емкости достаточно для искажения характеристик усилителя и его самовозбуждения; при усилении в 10^5 раз для самовозбуждения усилителя звуковых частот иногда достаточна емкость между входной и выходной цепями порядка 0,01 *пф*.

Для уменьшения паразитных емкостных связей монтаж усилителя и мелкие детали его схемы обычно размещают внутри металлической коробки (шасси), соединяемой с общим проводом, а каскады располагают по прямой линии в виде полоски, так как при этом достигается максимальное удаление наиболее опасных цепей друг от друга. В усилителях с большим усилением или большой высшей рабочей частотой этого недостаточно, и в таких усилителях приходится тщательно экранировать входные и выходные цепи, а иногда и ставить внутри шасси соединенные с последним металлические экраны, разделяющие входную и выходную цепи каждого из каскадов.

При расположении усилителя с большим усилением вблизи питающего его выпрямителя напряжение электросети через паразитные емкостные связи попадает на усилитель и приводит к появлению на его выходе фона переменного тока, искажающего и даже заглушающего усиливаемые сигналы. Для ослабления фона, вызванного этой причиной, выпрямитель следует располагать возможно дальше от первых каскадов, а иногда даже и экранировать от усилителя.

Если готовый усилитель не работает нормально вследствие паразитных емкостных связей, влияние последних можно ослабить, зашунтировав входные цепи первых каскадов резисторами, снижающими усиление усилителя на 10—20%, или конденсаторами небольшой емкости, немного уменьшающими усиление на высшей рабочей частоте.

Паразитные индуктивные связи обусловлены наличием взаимоиндукции между проводниками и деталями усилителя, главным образом между его трансформаторами. Паразитная индуктивная обратная связь между трансформаторами усилителя, например, между его входным и выходным трансформаторами, может вызвать искажение характеристик усилителя или даже его самовозбуждение в области рабочих частот.

Для усилителей с малым входным напряжением (микрофонные, магнитофонные и др.) очень опасна индуктивная связь входного трансформатора с источниками переменных магнитных полей (трансформаторы питания, электродвигатели и г. п). При расстоянии такого источника от входного трансформатора в несколько десятков сантиметров наводимая на вторичной обмотке трансформатора средних размеров э. д. с. помехи (фона) может достигать нескольких милливольт, что в сотни раз превосходит допустимое значение.

Для снижения индуктивных наводок и паразитной индуктивной обратной связи входной трансформатор располагают возможно дальше от выходного и особенно от трансформатора питания, помещая их на противоположных сторонах шасси. Устанавливать входной трансформатор на шасси следует так, чтобы магнитные силовые линии потока рассеяния выходного трансформатора, и в особенности трансформатора питания проходили перпендикулярно оси обмотки входного трансформатора (рис. 9-3). Наивыгоднейшее положение

входного трансформатора с точки зрения наводимых на него помех нередко приходится находить экспериментально на макете усилителя.

Значительно слабее паразитная индуктивная связь проявляется при стержневой (двухкатушечной) и еще слабее при тороидальной конструкции входного трансформатора. Однако ввиду большей сложности изготовления таких трансформаторов их применяют редко. Паразитная индуктивная связь ослабляется при уменьшении размеров трансформатора; поэтому входные трансформаторы усилителей с малым входным напряжением (микрофонных, магнитофонных и т. д.) делают малогабаритными, используя для их сердечников сплавы с очень высокой магнитной проницаемостью (пермаллой марок Н80ХС, Н80М3, Н79М4 и др.).

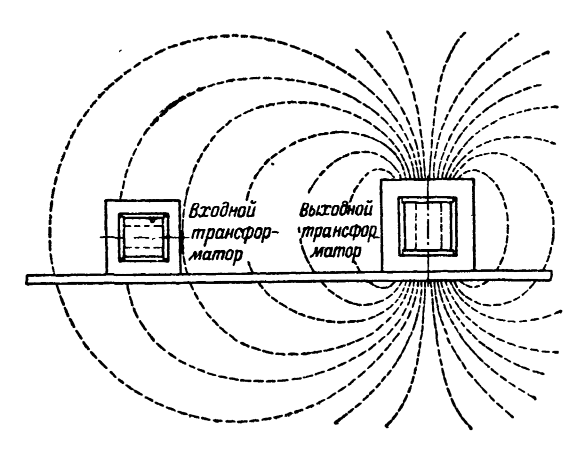


Рис. 9-3. Правильное положение входного трансформатора усилителя относительно выходного или источника наводок.

Однако упомянутых выше мер для защиты входных трансформаторов таких усилителей обычно оказывается недостаточно, и для снижения наводок до допустимой величины эти трансформаторы помещают в экраны из тех же сплавов.

Паразитные электромагнитные обратные связи приводят к самовозбуждению отдельных каскадов широкополосных усилителей на частотах порядка сотен мегагерц. Эти связи обычно возникают между выводными проводниками усилительных элементов, образующими колебательную систему с распределенными постоянными и резонансной частотой указанного порядка. Обнаружить самовозбудившийся на такой частоте каскад обычно можно по изменению потребляемого им тока питания при касании анода или коллектора небольшой металлической отверткой с изолированной рукояткой, а в ламповых усилителях также по свечению маленькой неоновой лампочки, одним из электродов которой касаются электродов генерирующей лампы.

Самовозбуждение такого типа устраняют последовательным включением в цепь управляющего электрода непроволочного защитного резистора (сопротивлением от нескольких ом до нескольких килоом), не влияющего на свойства каскада. Его припаивают прямо к лепестку ламповой панели или выводу транзистора, по возможности укоротив вывод; детали схемы и монтажные провода присоединяют к другому концу резистора. При параллельном включении усилительных элементов и в двухтактных каскадах защитными резисторами снабжают каждый усилительный элемент.

Паразитные электромеханические связи проявляются в усилителях, корпус которых имеет жесткую механическую связь с включенным на выход усилителя громкоговорителем, в усилителях, расположенных близко от громкоговорителя, а также в усилителях. подвергающихся вибрации (сотрясению). Механические колебания диффузора близко расположенного громкоговорителя через корпус последнего и шасси усилителя, а также через воздух передаются усилительным элементам. Вследствие микрофонного эффекта эти колебания вызывают появление в выходной цепи усилительных элементов переменной составляющей тока, поступающей в громкоговоритель и создающей таким образом паразитную обратную связь.

Транзисторы почти не обладают микрофонным эффектом, а поэтому паразитная электромеханическая связь проявляется в основном в ламповых усилителях. Наиболее опасной, нередко вызывающей самовозбуждение устройства, является паразитная связь громкоговорителя с первой лампой усилителя; частота возникающих при этом колебаний обычно лежит в полосе средних звуковых частот.

В усилителях, подверженных вибрации, микрофонный эффект приводит к появлению напряжения помех на выходе, искажающему усиливаемые сигналы.

Для ослабления паразитной электромеханической связи желательно применять в первых каскадах усилительные элементы, не обладающие микрофонным эффектом или имеющие слабый микрофонный эффект (транзисторы, специальные подогревные лампы с жесткой конструкцией арматуры). Для этой же цели в ламповых усилителях с большим усилением, расположенных недалеко от громкоговорителя, лампу первого каскада амортизируют, подвешивая ее ламповую панель на амортизаторах; громкоговоритель также крепят к панели через резиновые амортизаторы. Для ослабления электромеханической связи через воздух, проявляющейся при больших усилениях, баллон первой лампы защищают от воздействия звуковых колебаний толстым металлическим экраном, крепящимся на амортизированной ламповой панели.

В усилителях с очень большим коэффициентом усиления иногда приходится амортизировать также и входной трансформатор, способный в определенных условиях вследствие магнитострикционного эффекта преобразовывать механические колебания в электрические.

Паразитные обратные связи через источники питания в многокаскадном усилителе возникают вследствие того, что источник питания имеет внутреннее сопротивление. Так, например, ток сигнала выходной цепи третьего каскада $I_{вых3}$ лампового усилителя, изображенного на рис. 9-4, проходя через источник питания, создает на внутреннем сопротивлении последнего $Z_п$ падение напряжения U, равное $I_{вых3} Z_п$. Это напряжение, вместе с постоянной составляющей напряжения источника питания, подается на предыдущие каска-

ды, а затем через элементы межкаскадной связи попадает на управляющие электроды усилительных элементов, создавая в усилителе паразитную обратную связь.

Сопротивление источника питания, обычно имеющего на своих выходных зажимах конденсатор большой емкости, растет с понижением частоты; поэтому напряжение паразитной обратной связи через источник питания с понижением частоты увеличивается. В зависимости от фазы по отношению к сигналу это напряжение может либо увеличивать напряжение сигнала на сетке, либо уменьшать его. Возрастая с понижением частоты, оно искажает частотиую характе-

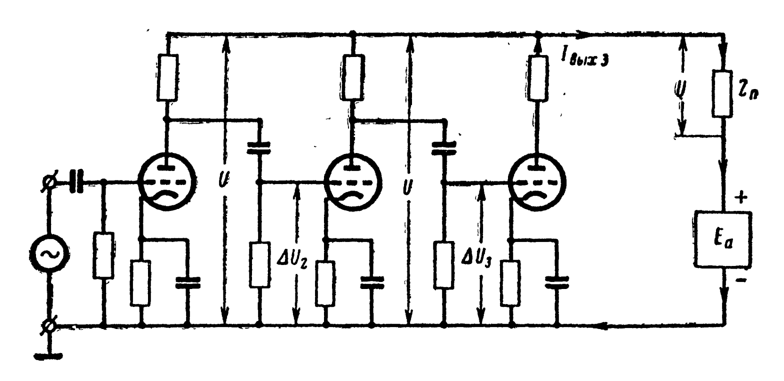


Рис. 9-4. Паразитная обратная связь через источник анодного питания в многокаскадном усилителе.

ристику усилителя на нижних частотах, а при достаточной глубине связи приводит к его самовозбуждению на очень низких частотах (порядка единиц или десятков герц).

Источником анодного (коллекторного) питания усилителя обычно служит выпрямитель, поэтому одним из способов ослабления рассматриваемой паразитной связи является снижение внутреннего сопротивления выпрямителя переменному току. Это может быть достигнуто или увеличением емкости конденсатора $C_в$, шунтирующего выход выпрямителя, или применением в последнем электронной стабилизации напряжения. Однако значение $C_в$, необходимое для снижения паразитной связи до допустимого значения, настолько велико, что обычно оказывается практически неосуществимым; применение же стабилизации удорожает выпрямитель и понижает его к. п. д.

Более экономичным и широко применяемым способом ослабления паразитной связи через общий источник питания является включение в анодные или коллекторные цепи каскадов предварительного усиления цепочек $C_ф R_ф$, выполняющих роль развязывающих фильтров. С их помощью напряжение паразитной связи, подающееся на каскады, нетрудно уменьшить до допустимой величины.

Развязывающие фильтры отдельных каскадов многокаскадного усилителя можно включать как последовательно (рис. 3-4, *а*), так и параллельно (рис. 3-4, *б*) или смешанно. Последовательное вклю-

чение более экономично, так как при нем для первых каскадов используется развязывающее действие цепочек следующих каскадов. Поэтому на практике в основном применяют последовательное включение развязывающих цепочек

Самовозбуждение многокаскадного лампового усилителя с высшей рабочей частотой порядка десятков мегагерц и выше, а также изменение характеристик такого усилителя иногда имеет место из-за паразитной обратной связи через общий источник питания цепей накала ламп. Вследствие значительного индуктивного сопротивления проводников цепи накала на высоких частотах эта цепь не отводит на общий провод попадающую на нее, через паразитные емкости энергию усиленного сигнала, а передает эту энергию через паразитные же емкости на управляющие сети первых каскадов.

.Для ослабления паразитной связи через цепь накала применяют несколько способов. Одним из них является соединение с шасси через безындукционные конденсаторы емкостью 100—1 000 *пф* обоих лепестков накала ламповых панелей всех ламп усилителя. При однопроводной системе накала (вторым проводом служит шасси) с шасси через конденсаторы соединяют только лепестки, к которым подводится провод накала.

Вторым способом является последовательное включение в провода накала (непосредственно у лепестков ламповых панелей) дросселей; при однопроводной системе накала дроссели включают только у лепестков, соединяемых с проводом накала. Дроссели накала представляют собой цилиндрическую однослойную бескаркасную спираль с внутренним диаметром 4—7 *мм*, имеющую 10—30 намотанных вплотную друг к другу витков изолированного медного провода диаметром 0,35—0,7 *мм*

Третьим способом ослабления паразитной связи через цепь накала является подводка напряжения накала к лампам посредством емкостных шин накала; при этом проводники (или проводник) накала выполняют в виде прямых медных или латунных ленточек, прижатых по всей длине к шасси через изоляционную прокладку рядом с линейкой ламповых панелей. От шин накала отводят возможно короткие проводники к лепесткам накала панелей. Подводку напряжения накала к шинам производят со стороны последнего каскада усилителя.

Расчет цепочек $C_ф R_ф$ по допустимым искажениям

Самовозбуждение усилителя от паразитной обратной связи через источник питания обычно происходит при значительно более сильной связи, чем та, при которой получаются допустимые дополнительные частотные искажения на низшей рабочей частоте. Поэтому расчет развязывающих фильтров $C_ф R_ф$ производят по допустимым дополнительным частотным искажениям, так как при этом усилитель обычно оказывается устойчивым.

В многокаскадном усилителе ток сигнала максимален в выходной цепи оконечного каскада; поэтому амплитуду напряжения паразитной связи на зажимах выпрямителя, имеющего на выходе конденсатор $C_в$, приближенно можно считать равной произведению амплитуды тока сигнала оконечного каскада $I_{вых\ m\ ок}$ на сопротивление этого конденсатора переменному току. Сопротивление самого выпрямителя вместе с остальной частью сглаживающего фильтра, включенное параллельно конденсатору $C_в$ по отношению к току вы-

ходного каскада, обычно значительно выше сопротивления конденсатора, и им почти всегда можно пренебречь.

Для наиболее неблагоприятного случая, когда напряжение паразитной связи на управляющем электроде усилительного элемента находится точно в противофазе с полезным сигналом, учитывая сказанное выше, можно получить формулу, определяющую необходимый коэффициент развязывания фильтра $\phi_р$ для любого каскада многокаскадного усилителя через допустимый коэффициент дополнительных частотных искажений каскада $M_{н.д}$ на низшей рабочей частоте $f_н$:

$$\phi_р = \frac{0{,}159\,\beta_м\,I_{вых\,m\,ок}}{f_н C_в U_{cm\,сл}(M_{н.д}-1)}, \qquad (9\text{-}18)$$

где $U_{cmсл}$ — расчетная амплитуда напряжения сигнала на управляющем электроде усилительного элемента следующего каскада;

$\beta_м$ — коэффициент передачи напряжения от источника питания к управляющему электроду схемой межкаскадной связи.

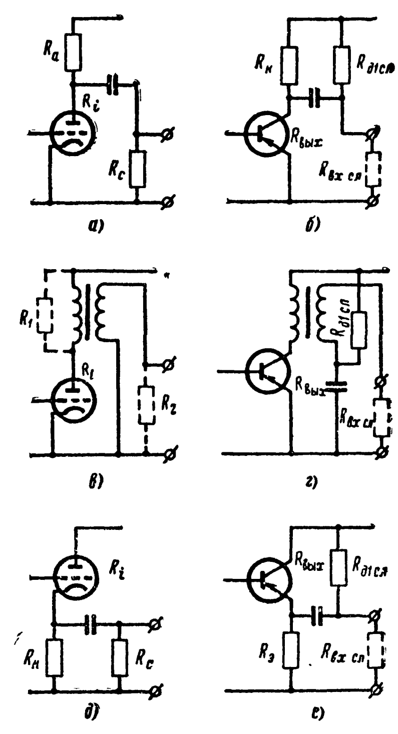


Рис. 9-5. Принципиальные схемы усилительных каскадов к табл. 9-3.

Формулы, определяющие $\beta_м$ для различных схем межкаскадной связи, изображенных на рис. 9-5, даны в табл. 9-3. Значение дополнительных частотных искажений при расчете $\phi_р$ берут в 2—3 раза меньше частотных искажений, вносимых каскадом на низшей рабочей частоте, что обычно соответствует значению $M_{н.д}$ порядка 1,01—1,04.

При последовательном включении развязывающих фильтров, обычно применяемом на практике, их коэффициенты развязывания перемножаются и необходимый коэффициент развязывания $\phi'_р$ для первого, второго и т. д. каскадов многокаскадного усилителя определяется как отношение найденных по формуле (9-18) значений $\phi_р$ для данного и следующего каскадов

$$\phi'_{р1} = \frac{\phi_{р1}}{\phi_{р2}};\quad \phi'_{р2} = \frac{\phi_{р2}}{\phi_{р3}} \text{ и т. д.} \qquad (9\text{-}19)$$

Таблица 9-3

Значение коэффициента передачи для различных схем межкаскадной связи

Тип каскада	Значение $\beta_м$	Примечание
Резистивный каскад лампового усилителя (рис. 9-6, *а*)	$\frac{R}{R+R_а}$	$R=\frac{R_i R_с}{R_i+R_с}$
Резистивный каскад транзисторного усилителя (рис. 9-6, *б*)	$\frac{R}{R+R_{к.д}}$	$R=\frac{R_{вых} R_{вх.сл}}{R_{вых}+R_{вх.сл}}$; $R_{к.д}=\frac{R_к R_{д1сл}}{R_к+R_{д1сл}}$; $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление транзистора следующего каскада
Трансформаторный каскад лампового усилителя с шунтом R_1 на первичной обмотке трансформатора (рис. 9-6, *в*)	$\frac{nR_1}{R_1+R_i}$	n — коэффициент трансформации трансформатора
Трансформаторный каскад лампового усилителя с шунтом R_2 на вторичной обмотке трансформатора	$\frac{nR_2'}{R_i+r_1+r_2'+R_2'}$	R_2' — приведенное к первичной обмотке значение R_2, равное R_2/n^2
Трансформаторный каскад лампового усилителя без шунтов на обмотках трансформатора	n	—

Продолжение табл. 9-3

Тип каскада	Значение $\beta_м$	Примечание
Трансформаторный каскад транзисторного усилителя (рис. 9-6, *г*)	$\dfrac{nR'_{вх.сл}}{R_{вых}+r_1+r'_2+R'_{вх.сл}}$	$R'_{вх.сл}$ — приведенное к первичной обмотке входное сопротивление транзистора следующего каскада, равное $R_{вх.сл}/n^2$; $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада
Катодный повторитель (рис. 9-6, *д*)	$\dfrac{R}{R_i(1+S_к R)}$	$R=\dfrac{R_к R_с}{R_к+R_с}$; $S_к$ — крутизна катодного тока лампы в точке покоя
Эмиттерный повторитель (рис. 9-6, *е*)	$\dfrac{R}{R+R_{в.д}}$	$R=\dfrac{R_э R_{вх.сл}}{R_э+R_{вх\,сл}}$; $R_{в.д}=\dfrac{R_{вых} R_{д1сл}}{R_{вых}+R_{д1сл}}$; $R_{вых}\approx r_к\left(\dfrac{1}{\beta}+\dfrac{r_э+R}{r_э+r_б+R+R_и}\right)$

Примечание. Для инверсного каскада с общим катодом назначение $\beta_м$ находят так же, как для обычного резистивного каскада; для инверсного каскада с разделенной нагрузкой и инверсного каскада с катодной или эмиттерной связью $\beta_м \approx 1$.

Для последней развязывающей цепочки $\phi_р$ равно $\phi_р$ предпоследнего каскада, найденному из выражения (9-18), так как в последнем каскаде цепочку $C_ф R_ф$ не включают.

Необходимую емкость конденсаторов развязывающих цепочек находят из выражений:

$$\left.\begin{aligned} C_{ф1} &= \frac{0,159\sqrt{\phi'^2_{р1}-1}}{f_н R_{ф1}} \approx \frac{0,159\phi'_{р1}}{f_н R_{ф1}}; \\ C_{ф2} &= \frac{0,159\sqrt{\phi'^2_{р2}-1}}{f_н R_{ф2}} \approx \frac{0,159\phi'_{р2}}{f_н R_{ф2}} \text{ и т. д.,} \end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}20)$$

где $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и т. д. — сопротивления резисторов последовательно включенных развязывающих цепочек.

Эти сопротивления рассчитывают, задавшись падением напряжения питания на каждом из них порядка 0,1—0,3 от напряжения источника питания E в зависимости от количества последовательно включенных цепочек в усилителе. Если цепочка одна или цепочки включены параллельно, то падение напряжения на резисторе $R_ф$ берут порядка $(0,2 \div 0,3)\,E$. При нескольких последовательно включенных цепочках падение напряжения на каждом из резисторов берут порядка $(0,1 \div 0,15)\,E$:

$$R_{ф1} = \frac{(0,1 \div 0,3)\,E}{I_{01}}; \quad R_{ф2} = \frac{(0,1 \div 0,3)\,E}{I_{02}} \text{ и т. д.,} \quad (9\text{-}21)$$

где I_{01}, I_{02} и т. д. — постоянные составляющие токов, текущих через резисторы $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и т. д.

Если в каскаде уже имеется цепочка $C_{ф.к} R_{ф.к}$, корректирующая нижние частоты, то емкость конденсаторов развязывающей цепочки берут в 20—30 раз больше $C_{ф.к}$, а $R_ф$ находят с учетом развязывающего действия корректирующей цепочки:

$$C_ф = (20 \div 30)\,C_{ф.к}; \; R_ф = \frac{0,159\sqrt{\phi'^2_р - 1}}{C_ф \sqrt{1 + (6,28 f_н C_{ф.к} R_{ф.к})^2}}. \quad (9\text{-}22)$$

Падение напряжения питания на резисторе $R_ф$ в этом случае не должно превышать $0,1E$; если оно получается больше, то увеличивают значение $C_ф$.

При параллельном включении развязывающих цепочек значения $R_ф$ находят из выражения (9-21), полагая падение напряжения на резисторах фильтров равным (0,2—0,3) E независимо от количества цепочек; значения $C_ф$ рассчитывают по формулам (9-20), подставив в них вместо $\phi'_р$ значения $\phi_р$, найденные из выражений (9-18).

Такой метод расчета развязывающих фильтров применяют для усилителей гармонических сигналов с однотактным выходным кас-

кадом. Он пригоден и для усилителей с двухтактным выходным каскадом; при работе последнего в режиме А в формулу (9-18) вместо $I_{\text{вых}\,m\,\text{ок}}$ подставляют 0,3 амплитудного значения переменной составляющей выходного тока плеча оконечного каскада. При работе выходного каскада в режиме В в выражение (9-18) в качестве $I_{\text{вых}\,m\,\text{ок}}$ подставляют максимальное значение выходного тока плеча.

В усилителях импульсных сигналов недостаточная емкость выходного конденсатора выпрямителя $C_{\text{в}}$ при отсутствии развязывающих фильтров в каскадах приводит к самовозбуждению усилителя или сильным искажениям плоской вершины импульса. Для того чтобы эти искажения не превосходили 0,3—0,5 спада Δ, допущенного на каскад, в выходную цепь усилительного элемента каждого из каскадов, за исключением последнего, включают развязывающую цепочку $C_{\text{ф}}R_{\text{ф}}$ с коэффициентом развязывания $\phi_{\text{р}}$, определяемым выражением

$$\phi_{\text{р}} = \frac{\beta_{\text{м}} T I_{\text{вых}\,m\,\text{ок}}}{U_{\text{с}\,m\,\text{сл}} C_{\text{в}} (0,3 \div 0,5)\,\Delta}, \qquad (9\text{-}23)$$

где T — максимальная длительность усиливаемых импульсов, *сек*;

$U_{\text{с}\,m\,\text{сл}}$ — максимальная расчетная амплитуда напряжения импульса на управляющем электроде усилительного элемента следующего каскада;

$\beta_{\text{м}}$ — коэффициент передачи цепи межкаскадной связи, взятый из табл. 9-3.

При двухтактном выходном каскаде, работающем в режиме А, вместо $I_{\text{вых}\,m\,\text{ок}}$ в выражение (9-23) подставляют 0,3 от амплитуды тока импульса в плече выходного каскада.

При расчете двухкаскадного усилителя импульсных сигналов с развязывающей цепочкой $C_{\text{ф}}R_{\text{ф}}$ в первом каскаде, а также при расчете многокаскадного импульсного усилителя с параллельным включением развязывающих цепочек, для каждого из каскадов, за исключением последнего, по формуле (9-23) находят значение $\phi_{\text{р}}$, а затем, рассчитав значения $R_{\text{ф}}$ и исходя из падения напряжения на них $(0,2 \div 0,3)\,E$, находят минимальную емкость конденсаторов $C_{\text{ф}}$ из выражения

$$C_{\text{ф}} = \frac{\phi_{\text{р}} T}{2R_{\text{ф}}}. \qquad (9\text{-}24)$$

При расчете трехкаскадного усилителя импульсных сигналов с двумя последовательно включенными развязывающими фильтрами, по формуле (9-23) находят $\phi_{\text{р}1}$ для первого и $\phi_{\text{р}2}$ для второго каскадов; рассчитав сопротивления $R_{\text{ф}1}$ и $R_{\text{ф}2}$ по формуле (9-21) и указаниям к ней, определяют емкость конденсаторов $C_{\text{ф}1}$ и $C_{\text{ф}2}$:

$$C_{\text{ф}1} = \frac{\phi_{\text{р}1} T}{3\phi_{\text{р}2} R_{\text{ф}1}}; \quad C_{\text{ф}2} = \frac{\phi_{\text{р}2} T}{2R_{\text{ф}2}}. \qquad (9\text{-}25)$$

Больше двух последовательно включенных фильтрующих цепочек в усилителях импульсных сигналов обычно не встречается.

9-5. ТРЕБОВАНИЯ К ИСТОЧНИКАМ ПИТАНИЯ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Напряжение, ток и сопротивление источников питания

Питание коллекторных цепей или анодных цепей и цепей экранирующих сеток многокаскадного усилителя обычно производят от одного общего источника постоянного тока (выпрямителя, сети постоянного тока, батареи). Так как выходные цепи усилительных элементов и цепи экранирующих сеток почти всегда питают от общего источника параллельно, то ток I, на который рассчитывают источник питания анодных или коллекторных цепей, находят по одной из формул:

$$I = I_{а\,ср1} + I_{а.ср2} + \cdots + I_{э.ср1} + I_{э.ср2} + \cdots + I_{д1} + I_{д2} + \cdots; \quad (9\text{-}26)$$

$$I = I_{к.ср1} + I_{к.ср2} + \cdots + I_{д1} + I_{д2} + \cdots,$$

где $I_{а.ср1}$, $I_{а.ср2}$, $I_{э.ср1}$, $I_{э.ср2}$, $I_{к.ср1}$, $I_{к.ср2}$ — средние значения анодного, экранного, коллекторного токов первого, второго и т. д. каскадов за период сигнала при максимальном расчетном сигнале; $I_{д1}$, $I_{д2}$ — ток делителей напряжения и резисторов, нагружающих источник питания.

При работе каскада в режиме А среднее значение тока приближенно можно считать равным току покоя.

Необходимое напряжение выпрямителя, питающего многокаскадный усилитель, определяется его оконечным каскадом, обычно требующим наибольшего напряжения питания. Для лампового усилителя с трансформаторным оконечным каскадом, имеющим катодное смещение, напряжение источника анодного питания находят из выражения

$$E_а = U_{а0} + I_{ср} r_1 + U_{с0}, \quad (9\text{-}27)$$

где $U_{а0}$ и $I_{ср}$ — средние значения напряжения на аноде и тока анода оконечного каскада при максимальном сигнале;
r_1 — омическое сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора;
$U_{с0}$ — падение напряжения на сопротивлении катодного смещения оконечного каскада.

Формула (9-27) справедлива для усилителя с однотактным оконечным каскадом; при двухтактном оконечном каскаде r_1 в ней заменяют на сопротивление половины первичной обмотки $r_{1п}$, а $I_{ср}$ — на ток покоя одного плеча $I_{а0}$. При отсутствии в каскаде катодного смещения $U_{с0}$ считают равным нулю.

Для транзисторных усилителей с двухтактным трансформаторным выходным каскадом необходимое напряжение источника питания определяется выражением:

$$E_к = U_{к0} + U_р + I_{ср} r_{1п}, \quad (9\text{-}28)$$

где $U_{к0}$ и $I_{ср}$ — расчетное напряжение питания между выходными электродами транзисторов и среднее значение тока в плече выходной цепи оконечного каскада;
$U_р$ и $r_{1п}$ — падение напряжения на резисторах оконечного каскада и сопротивление половины вторичной обмотки выходного трансформатора.

Для оконечного каскада в режиме А с эмиттерной стабилизацией при включении транзисторов с общим эмиттером или общим коллектором $U_р$ есть падение напряжения питания на $R_э$ и $R_в$, если последнее имеется (см. рис. 3-18); при включении с общей базой $U_р$ равно падению напряжения на резисторе $R_{д2}$. В режиме А значение $I_{ср}$ можно считать равным току покоя плеча I_0.

При однотактном оконечном каскаде сказанное остается справедливым, но $r_{1п}$ здесь заменяют на сопротивление первичной обмотки трансформатора r_1.

Для оконечного каскада в режиме В при включении транзисторов с общим эмиттером или общим коллектором $U_р=0$, а при общей базе $U_р$ есть падение напряжения на $R_{д2}$ (рис. 3-18, *в*).

При заданном напряжении источника питания усилителя (например, при питании его от имеющегося выпрямителя, сети постоянного тока, имеющейся аккумуляторной или сухой батареи и т. п.) приближенно определяют постоянную составляющую напряжения на аноде или коллекторе, решив уравнение (9-27) или (9-28) относительно $U_{а0}$ или $U_{к0}$, и на полученное напряжение рассчитывают оконечный каскад.

Для однотактного каскада, работающего в режиме А, внутреннее сопротивление переменному току источника анодного (коллекторного) питания в полосе рабочих частот не должно превышать 0,05—0,1 сопротивления нагрузки выходной цепи каскада переменному току, так как в противном случае возможны искажения расчетных частотной, фазовой и переходной характеристик каскада и снижение выходной мощности. Внутреннее сопротивление источника питания постоянному току здесь может быть любым, так как в режиме А постоянная составляющая питающего каскад тока почти не зависит от амплитуды сигнала.

Для двухтактного каскада, работающего в режиме А, сопротивление источника анодного (коллекторного) питания как постоянному, так и переменному току может быть любым, так как в этом случае ток сигнала не проходит через источник питания.

Сопротивление источника анодного (коллекторного) питания двухтактного каскада, работающего в режиме В, должно быть возможно малым как для постоянного, так и для переменного тока. При отсутствии сигнала напряжение источника питания должно повышаться не более чем на (5—10) %, что и определяет его максимальное сопротивление постоянному току. Реактивная составляющая сопротивления источника питания в полосе рабочих частот не должна превышать (5—10) % сопротивления нагрузки плеча каскада, так как иначе каскад может вносить значительные дополнительные нелинейные искажения, аналогичные имеющим место при работе такого каскада с конденсатором цепи катодного смещения $C_к$ недостаточной емкости.

Колебания напряжения источника анодного (коллекторного) питания не должны превышать допустимой для усилителя величины; если они превышают эту величину, источник питания стабилизируют феррорезонансным, магнитным или электронным стабилизатором.

Питание цепей накала многокаскадного лампового усилителя обычно производят параллельно от одного общего источника накала (обмотки накала на силовом трансформаторе питания, аккумулятора, сухой батареи и т. д.). Ток $I_н$, на который рассчитывают в этом случае источник накала, равен сумме токов накала всех каскадов.

усилителя $I_{н1}$, $I_{н2}$, $I_{н3}$ и т. д., а необходимое напряжение источника накала $U_н$ равно напряжению накала каждого из каскадов:

$$I_н = I_{н1} + I_{н2} + I_{н3} + \cdots; \; U_н = U_{н1} = U_{н2} = U_{н3} = \cdots \quad (9\text{-}29)$$

При последовательном соединении нитей накала ламп, редко применяемом в усилителях, потребляемый от источника питания накала ток равен току накала одной лампы, а необходимое напряжение источника питания — сумме напряжений накала всех ламп усилителя.

Колебания напряжения (или тока) источника питания накала не должна превышать величины, допустимой для ламп усилителя; в противном случае источник накала стабилизируют. При последовательном соединении цепей накала для стабилизации тока накала можно использовать включаемый последовательно в цепь барретер; напряжение источника накала в этом случае увеличивают на падение напряжения на барретере. При питании цепей накала от переменного тока и любом их соединении стабилизацию накала можно осуществить феррорезонансным или магнитным стабилизатором.

Внутреннее сопротивление источника питания цепей накала практически не влияет на работу многокаскадного усилителя, а поэтому это сопротивление ограничивается лишь потерями в нем энергии накала.

Допустимая пульсация источника анодного (коллекторного) питания

При питании анодных или коллекторных цепей многокаскадного усилителя от выпрямителя, переменная составляющая выпрямленного напряжения, обычно называемая пульсацией, через элементы межкаскадной связи попадает на управляющие электроды усилительных элементов и вызывает появление фона переменного тока на выходе. Для того чтобы фон практически не влиял на работу усилителя, амплитуда пульсации на управляющих электродах усилительных элементов должна быть меньше наименьшей расчетной амплитуды сигнала на них. Так как сигнал на первом каскаде минимален, а на последнем — максимален, последний каскад усилителя допускает наибольшую амплитуду пульсации источника питания, а первый — наименьшую.

Для упрощения и удешевления сглаживающего фильтра, выпрямитель, предназначенный для питания анодных или коллекторных цепей многокаскадного усилителя, делают с пульсацией, допустимой для питания последнего (оконечного) каскада; чтобы от этого выпрямителя можно было питать предыдущие каскады, развязывающие фильтры $C_ф R_ф$ в этих каскадах берут с данными, обеспечивающими необходимое дополнительное сглаживание пульсаций выпрямителя.

Из сказанного следует, что допустимая пульсация выпрямителя зависит от схемы и данных оконечного каскада. Обозначив через m допустимое отношение напряжения фона на нагрузке оконечного каскада к наименьшему расчетному сигналу на ней же, можно получить следующие формулы для определения допустимой амплитуды напряжения пульсации $E_{пm}$ выпрямителя, питающего многокаскадный усилитель.

Для лампового усилителя с однотактным трансформаторным оконечным каскадом в режиме А с триодом:

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R_i + R_{a\sim})}{Д_с R_{a\sim}}, \quad (9\text{-}30)$$

где U_{am} — максимальная расчетная амплитуда сигнала на аноде оконечной лампы;

R_i и $R_{a\sim}$ — ее внутреннее сопротивление в точке покоя и сопротивление нагрузки переменному току;

$Д_с$ — динамический диапазон сигнала, который для радиовещательной передачи можно считать равным 100 (40 *дб*).

Значение m в формуле (9-30), так же как и в дальнейших, обычно берут в пределах от 0,3 до 1; для усилителей среднего качества m можно считать равным 0,5.

Для лампового усилителя с однотактным трансформаторным оконечным каскадом в режиме А с экранированной лампой

$$\left.\begin{aligned} E_{пm} &= \frac{mU_{am}(R_i + R_{a\sim})}{Д_с R_{a\sim}}; \\ E_{пm} &= \frac{m\mu_{тр} U_{cm}\sqrt{1+(6{,}28 f_п C_э R_э)^2}}{Д_с}, \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}31)$$

где $\mu_{тр}$ — статический коэффициент усиления лампы оконечного каскада в триодном включении, который берут из справочника по лампам, табл. 7-1, или находят по указаниям на стр. 220;

U_{cm} — максимальная расчетная амплитуда сигнала на управляющей сетке лампы оконечного каскада;

$f_п$ — основная частота пульсаций (см. пояснение к формуле 9-36);

$C_э$ и $R_э$ — емкость конденсатора и сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки (если они отсутствуют, подкоренное выражение считают равным единице).

Найдя по формулам (9-31) два значения $E_{пm}$, первое из которых является допустимым для питания анодной цепи, а второе — для питания цепи экранирующей сетки, берут меньшее из них, так как оно допустимо для питания обеих цепей.

Для лампового усилителя с однотактным резистивным оконечным каскадом в режиме А с триодом

$$E_{пm} = \frac{mU_{am}(R + R_a)}{Д_с R_a}, \qquad (9\text{-}32)$$

где R — сопротивление параллельного соединения внутреннего сопротивления R_i лампы оконечного каскада в точке покоя и сопротивления внешней нагрузки каскада $R_н$, если оно имеется.

Для лампового усилителя с однотактным резистивным оконечным каскадом в режиме А с экранированной лампой

$$\left.\begin{aligned} E_{пm} &= \frac{mU_{am}(R + R_a)}{Д_с R_a}; \\ E_{пm} &= \frac{m\mu_{тр} U_{cm}\sqrt{1+(6{,}28 f_п C_э R_э)^2}}{Д_с}. \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}33)$$

Обозначения здесь те же, что и в предыдущих формулах; найдя из формул (9-33) два значения $E_{пm}$, берут меньшее из них.

Для усилителей с двухтактным оконечным каскадом, работающим в режиме В, уравнения (9-30)—(9-33) остаются справедливыми, так как в этом случае из-за поочередной работы плеч каскада компенсация фона не имеет места. Для усилителей с двухтактным оконечным каскадом, работающим в режиме А, найденные из выражений (9-30)—(9-33) значения $E_{пm}$ увеличивают втрое.

Для транзисторных усилителей используют формулы (9-30) и (9-32), заменив в них U_{am} на $U_{кm}$, $R_а$ или $R_{а\smile}$ на $R_к$ или $R_{к\smile}$ и R_i на выходное сопротивление транзистора $R_{вых}$ в примененном способе его включения, определяемое по формулам (4-9), (4-11) или (4-12).

Если найденная из указанных выражений амплитуда напряжения пульсации превышает (2 ÷ 3) % от напряжения выпрямителя, последнее следует увеличить на амплитуду напряжения пульсации, так как в противном случае при отрицательной полуволне пульсации оконечный каскад не сможет отдать расчетную мощность. Амплитуду напряжения пульсации на выходе выпрямителя не следует допускать более (3 ÷ 5) % выпрямленного напряжения, даже если расчет ее допустимой величины по формулам (9-30)—(9-33) дает большее значение, так как в противном случае из-за нелинейности характеристик усилительных элементов может появиться заметная взаимная модуляция гармонических составляющих сложного периодического сигнала, увеличивающая вносимые оконечным каскадом нелинейные искажения.

Расчет цепочек $C_ф R_ф$ на сглаживание пульсаций

Для того, чтобы от выпрямителя при наличии пульсаций, допустимых для питания оконечного каскада усилителя, можно было питать и его предварительные каскады, имеющиеся в последних развязывающие фильтры $C_ф R_ф$ должны обеспечить коэффициенты сглаживания пульсаций $\phi_с$, определяемые выражением

$$\phi_с = \frac{\beta_м E_{пm} Д_с}{m U_{с\,m сл}}, \qquad (9\text{-}34)$$

где $E_{пm}$ — амплитуда напряжения пульсаций выпрямителя;

$\beta_м$ — коэффициент передачи напряжения схемы межкаскадной связи, значение которого берут из табл. 9-3;

$U_{с\,m сл}$ — максимальная амплитуда напряжения сигнала на управляющем электроде следующего каскада; остальные обозначения те же, что и прежде.

При последовательном включении цепочек $C_ф R_ф$ необходимые коэффициенты сглаживания цепочки первого каскада $\phi_{с1}$, второго каскада $\phi_{с2}$ и т. д. определяются как отношение найденных из выражения (9-34) значений $\phi_с$ для данного и следующего каскадов:

$$\phi'_{с1} = \frac{\phi_{с1}}{\phi_{с2}}; \quad \phi'_{с2} = \frac{\phi_{с2}}{\phi_{с3}} \text{ и т. д.} \qquad (9\text{-}35)$$

Для последней цепочки $C_ф R_ф$ значение $\phi'_с$ равно $\phi_с$, найденному из выражения (9-34) для предпоследнего каскада, так как в последнем каскаде цепочка $C_ф R_ф$ отсутствует.

Емкости конденсаторов $C_ф$, обеспечивающие необходимое дополнительное сглаживание пульсаций, определяются формулами

$$\left.\begin{aligned} C_{ф1} &= \frac{0{,}159\sqrt{\phi_{c1}'^{2}-1}}{f_п R_{ф1}} \approx \frac{0{,}159\phi_{c1}'}{f_п R_{ф1}}; \\ C_{ф2} &= \frac{0{,}159\sqrt{\phi_{c2}'^{2}-1}}{f_п R_{ф2}} \approx \frac{0{,}159\phi_{c2}'}{f_п R_{ф2}}, \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}36)$$

где $f_п$ — основная частота пульсаций, равная произведению числа фаз (полупериодов) выпрямления на частоту сети переменного тока, питающей выпрямитель.

Для обычной двухполупериодной, а также мостовой двухполупериодной схемы выпрямления при частоте сети 50 *гц* величина $f_п = 100$ *гц*. Значения $R_{ф1}$, $R_{ф2}$ и т. д. в (9-36) подставляют в найденные ранее по формуле (9-21) при расчете цепочек $C_ф R_ф$ на развязывание каскадов.

При параллельном включении цепочек $C_ф R_ф$ в предварительных каскадах значения $C_ф$ рассчитывают также по формулам (9-36), но вместо ϕ'_c в них подставляют значения ϕ_c, найденные из (9-34).

Если в каскаде уже имеется цепочка $C_{ф.к} R_{ф.к}$, корректирующая нижние частоты, и дополнительная развязывающая и сглаживающая цепочка $C_ф R_ф$, то необходимую емкость конденсатора $C_ф$ с точки зрения сглаживания пульсаций определяют по выражению

$$C_ф = \frac{0{,}159\sqrt{\phi_c'^{2}-1}}{R_ф\sqrt{1+(6{,}28 f_п C_{ф.к} R_{ф.к})^2}}, \qquad (9\text{-}37)$$

где $R_ф$ — сопротивление резистора развязывающей цепочки, найденное по выражению (9-22).

Найдя емкость каждого из конденсаторов $C_ф$, исходя из необходимого развязывания (формулы 9-20 и другие), а затем исходя из необходимого дополнительного сглаживания пульсаций (формулы 9-36), останавливаются на большем значении $C_ф$, так как оно обеспечит как ослабление паразитной связи через источник питания до допустимой величины, так и необходимое сглаживание пульсаций выпрямителя.

Пример 9-1. Рассчитаем основные данные выпрямителя и цепочек $C_ф R_ф$ для трехкаскадного лампового усилителя звуковых частот, схема которого приведена на рис. 9-16. Данные этого усилителя таковы: низшая рабочая частота $f_н = 70$ *гц*; $R_{a1} = 150$ *ком*; $R_{a2} = 100$ *ком*; $R_{c2} = R_{c3} = 330$ *ком*; внутренние сопротивления ламп первого, второго и третьего каскадов в точке покоя R_{i1}, R_{i2} и R_{i3} равны 80, 60 и 40 *ком*; анодные токи покоя ламп I_{a01}, I_{a02} и I_{a03} составляют 0,6; 1 и 40 *ма*; среднее значение анодного тока при максимальном сигнале у первых двух каскадов равно току покоя, а у третьего каскада возрастает до 44 *ма*; среднее значение тока экранирующей сетки оконечного каскада $I_{э.ср3}$ при максимальном сигнале составляет 5 *ма*; постоянная составляющая и амплитуда переменной составляющей напряжения на аноде оконечного каскада $U_{a0ок}$ и $U_{amок}$ равны 250 и 200 *в*; омическое сопротивление первичной обмотки вы-

ходного трансформатора $r_1=400$ *ом*; сопротивление нагрузки анодной цепи оконечного каскада переменному току $R_{a\sim ок}=5\,700$ *ом*; амплитуда тока сигнала в ней $I_{a\ m\ ок}=35$ *ма*, амплитуды напряжения сигнала на входе первого, второго и третьего каскадов U_{cm1}, U_{cm2} и U_{cm3} составляют $4\cdot10^{-3}$, 0,22 и 12 *в*; расчетный динамический диапазон сигнала $Д_с=100$; выходная емкость фильтра выпрямителя $C_в=20$ *мкф*; первый каскад усилителя рассчитывался на напряжение анодного питания 190 *в*, а второй — на напряжение питания 230 *в*; напряжение катодного смещения оконечного каскада $U_{c\,0\,ок}=13$ *в*; остальные данные указаны на рис. 9-16.

Найдем напряжение и ток, на которые должен быть рассчитан выпрямитель анодного питания:

$$E_а=U_{а0\,ок}+I_{а.ср.ок}\,r_1+U_{c0ок}=250+44\cdot10^{-3}\cdot400+13\approx280\ в;$$

$$I_а=I_{а.ср1}+I_{а.ср2}+I_{а\,ср3}+I_{э.ср3}=0{,}6+1+44+5\approx50\ ма.$$

Ток накала примененных в усилителе ламп 6Н2П и 6П1П составляет 0,345 и 0,45 *а*; их напряжение накала равно 6,3 *в*. При подключении нитей накала обеих ламп к одной обмотке накала на трансформаторе выпрямителя эту обмотку следует рассчитать на ток

$$I_н=I_{н1}+I_{н2}=0{,}345+0{,}45\approx0{,}8\,а.$$

Напряжение на обмотке накала при нагрузке ее током 0,8 *а* должно быть 6,3 *в*. Так как усилитель имеет малое входное напряжение (минимальное расчетное напряжение входного сигнала равно $\frac{U_{cm1}}{Д_с}=\frac{4\cdot10^{-3}}{100}=4\cdot10^{-5}$ *в* = 40 *мкв*, для снижения фона на выходе усилителя от питания нити накала первой лампы переменным током параллельно обмотке накала полезно включить небольшое проволочное сопротивление (порядка 100 *ом*) с ползунком, соединяемым с общим проводом схемы. Подбором положения этого ползунка можно добиться минимума фона на выходе при данном экземпляре лампы 6Н2П. Еще лучше питать накал лампы 6Н2П постоянным током, предусмотрев для этого отдельную обмотку на трансформаторе выпрямителя, выпрямив ее напряжение двумя полупроводниковыми диодами и сгладив его несложным фильтром.

Найдем сопротивления резисторов $R_{ф1}$ и $R_{ф2}$ последовательно включенных фильтров. Так как напряжение выпрямителя равно 280 *в*, а расчет второго каскада производился для напряжения питания 230 *в*, падение напряжения на резисторе $R_{ф2}$ составляет 50 *в*. Ток, проходящий через резистор $R_{ф2}$, представляет собой сумму токов покоя первого и второго каскадов, а поэтому равен $0{,}6+1=1{,}6$ *ма* Первый каскад рассчитывался для напряжения питания 190 *в*; следовательно, падение напряжения на резисторе $R_{ф1}$ составляет 230—190=40 *в*. Ток, проходящий через $R_{ф1}$, равен 0,6 *ма*. Отсюда

$$R_{ф2}=\frac{50}{1{,}6\cdot10^{-3}}=3{,}12\cdot10^4\ ом\approx30\ ком;$$

$$R_{ф1}=\frac{40}{0{,}6\cdot10^{-3}}=6{,}67\cdot10^4\ ом\approx68\ ком.$$

Коэффициенты передачи цепи межкаскадной связи для первого и второго каскадов найдем, воспользовавшись табл. 9-3:

$$\beta_{м1} = \frac{R_1}{R_1 + R_{а1}} = \frac{64,4}{64,4 + 150} = 0,3,$$

где

$$R_1 = \frac{R_{i1} R_{с2}}{R_{i1} + R_{с2}} = \frac{80 \cdot 330}{80 + 330} = 64,4 \text{ ком}.$$

$$\beta_{м2} = \frac{R_2}{R_2 + R_{а2}} = \frac{50,8}{50,8 + 100} = 0,337,$$

где

$$R_2 = \frac{R_{i2} R_{с3}}{R_{i2} + R_{с3}} = \frac{60 \cdot 330}{60 + 330} = 50,8 \text{ ком}.$$

Задавшись коэффициентом дополнительных частотных искажений $M_{н\,д} = 1{,}02$ на низшей рабочей частоте, определим необходимые значения коэффициентов развязывания для первого и второго каскадов:

$$\phi_{р1} = \frac{0,159 \beta_{м1} I_{a\,m\,ок}}{f_н C_в U_{cm2} (M_{н.д} - 1)} = \frac{0,159 \cdot 0,3 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{70 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,22(1,02 - 1)} = 271;$$

$$\phi_{р2} = \frac{0,159 \beta_{м2} I_{a\,m\,ок}}{f_н C_в U_{cm3} (M_{н\,д} - 1)} = \frac{0,159 \cdot 0,337 \cdot 35 \cdot 10^{-3}}{70 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 12 (1,02 - 1)} = 5,58,$$

откуда

$$\phi'_{р1} = \frac{\phi_{р1}}{\phi_{р2}} = \frac{271}{5,58} = 48,5; \; \phi'_{р2} = \phi_{р2} = 5,58,$$

и удовлетворяющие заданной величине дополнительных частотных искажений емкости конденсаторов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ составят.

$$C_{ф1} = \frac{0,159 \sqrt{\phi'^2_{р1} - 1}}{f_н R_{ф1}} = \frac{0,159 \sqrt{48,5^2 - 1}}{70 \cdot 68 \cdot 10^3} =$$

$$= 1,62 \cdot 10^{-6} \; ф = 1,62 \text{ мкф};$$

$$C_{ф2} = \frac{0,159 \sqrt{\phi'^2_{р2} - 1}}{f_н R_{ф2}} = \frac{0,159 \sqrt{5,58^2 - 1}}{70 \cdot 30 \cdot 10^3} =$$

$$= 4,17 \cdot 10^{-7} \; ф = 0,417 \text{ мкф}.$$

Определим допустимую амплитуду напряжения пульсации выпрямителя, зная, что в цепи экранирующей сетки лампы оконечного каскада включен гасящий резистор $R_{э3} = 3{,}3$ *ком* и блокировочный конденсатор $C_{э3}$ емкостью 2 *мкф*, найденный по допустимым дополнительным частотным искажениям от цепочки $C_{э3}R_{э3}$, и взяв из табл. 7-1 значение $\mu_{тр} = 8{,}5$ для лампы оконечного каскада 6П1П. Значение коэффициента m согласно указаниям на стр. 307 берем

равным 0,5; схему выпрямителя выбираем двухполупериодную, и, так как частота сети, питающей выпрямитель, равна 50 *гц*, основная частота пульсации $f_п$ составит 100 *гц*:

$$E_{пm} = \frac{mU_{а\,m\,ок}(R_{i\,ок} + R_{а\smile ок})}{Д_с R_{а\smile ок}} = \frac{0,5 \cdot 200\,(40\,000 + 5\,700)}{100 \cdot 5\,700} = 8\,в;$$

$$E_{пm} = \frac{m\,\mu_{тр}\,U_{cm3}\sqrt{1 + (6,28 f_п C_{э3} R_{э3})^2}}{Д_с} =$$

$$= \frac{0,5 \cdot 8,5 \cdot 12\sqrt{1 + (6,28 \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 3\,300)^2}}{100} = 2,17\,в.$$

Таким образом, допустимое для питания цепи экранирующей сетки напряжение пульсации (2,17 *в*) получилось много меньше напряжения пульсации, допустимого для питания анодной цепи (8 *в*). Чтобы упростить и удешевить сглаживающий фильтр выпрямителя, увеличим емкость конденсатора $C_{э3}$ до 5 *мкф*; тогда, пересчитав значение $E_{пm}$ по последней формуле, найдем, что оно составит 5,3 *в*. С таким напряжением пульсации, равным примерно 1,9% выпрямленного напряжения, и спроектируем выпрямитель.

Необходимые коэффициенты дополнительного сглаживания пульсаций для первого и второго каскадов при этом составят:

$$\varphi_{с1} = \frac{\beta_{м1} E_{пm} Д_с}{mU_{cm2}} = \frac{0,3 \cdot 5,3 \cdot 100}{0,5 \cdot 0,22} = 1\,445;$$

$$\varphi_{с2} = \frac{\beta_{м2} E_{пm} Д_с}{mU_{cm3}} = \frac{0,337 \cdot 5,3 \cdot 100}{0,5 \cdot 12} = 29,8,$$

откуда коэффициенты сглаживания первой и второй цепочек должны быть:

$$\varphi'_{с1} = \frac{\varphi_{с1}}{\varphi_{с2}} = \frac{1\,445}{29,8} = 48,5; \quad \varphi'_{с2} = \varphi_{с2} = 29,8,$$

а удовлетворяющие необходимому дополнительному сглаживанию пульсаций емкости конденсаторов $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ получатся равными:

$$C_{ф1} = \frac{0,159\sqrt{\varphi'^2_{с1} - 1}}{f_п R_{ф1}} = \frac{0,159\sqrt{48,5^2 - 1}}{100 \cdot 68 \cdot 10^3} =$$

$$= 1,13 \cdot 10^{-6}\,ф = 1,13\,мкф;$$

$$C_{ф2} = \frac{0,159\sqrt{\varphi'^2_{с2} - 1}}{f_п R_{ф2}} = \frac{0,159\sqrt{29,8^2 - 1}}{100 \cdot 30 \cdot 10^3} =$$

$$= 1,58 \cdot 10^{-6}\,ф = 1,58\,мкф.$$

Возьмем конденсатор $C_{ф2}$ емкостью 2 *мкф*; тогда значение $C_{ф1}$ можно будет уменьшить до $1,13\,\frac{1,58}{2} = 0,89$ *мкф*. Взяв $C_{ф1} = 1$ *мкф*, нетрудно убедиться, что при $C_{ф2} = 2$ *мкф* такое значение $C_{ф1}$ удовлетворяет и заданным дополнительным частотным искажениям; оба конденсатора берем на рабочее напряжение не ниже 280 *в*.

9-6. ПРОТИВОШУМОВАЯ КОРРЕКЦИЯ

При широкой полосе усиливаемых частот и большом коэффициеите усиления усилителя шумы его входной цепи и шумы первого усилительного элемента создают на выходе столь большое напряжение шумов, что динамический диапазон усилителя снижается до 10—20 *дб* и усилитель ие удовлетворяет предъявляемым к нему требованиям.

Если при этом сопротивление источника сигнала очень велико, как это, например, имеет место в передающей телевизионной аппаратуре, где источником сигнала является электронно-оптический преобразователь, имеющий внутреннее сопротивление порядка мегом, динамический диапазон усилителя можно увеличить и повысить отношение сигнала к шуму на выходе усилителя использованием схем противошумовой коррекции.

Принцип противошумовой коррекции заключается в том, что сопротивление нагрузки источника сигнала, определяющее эквивалентное сопротивление входной цепи усилителя, выбирают не из расчета получения горизонтальной частотной характеристики входного устройства в полосе рабочих частот (для этого сопротивление нагрузки требуется небольшое — порядка сотен или тысяч ом), а берут во много раз больше (от десятков тысяч до сотен тысяч ом). При этом напряжение сигнала на входе усилителя на нижних и средних частотах возрастает почти во столько же раз, во сколько увеличено сопротивление нагрузки; напряжение же шумов входной цепи увеличивается мало, так как оно пропорционально квадратному корню из активной составляющей сопротивления входной цепи.

Получаемый при этом выигрыш в отношении сигнал/шум приближенно равен корню квадратному из отношения сопротивлений входной цепи; например, увеличение сопротивления в 100 раз повышает отношение сигнала к шуму усилителя примерно в 10 раз, а, следовательно, увеличивает динамический диапазон усилителя приблизительно на 20 *дб*.

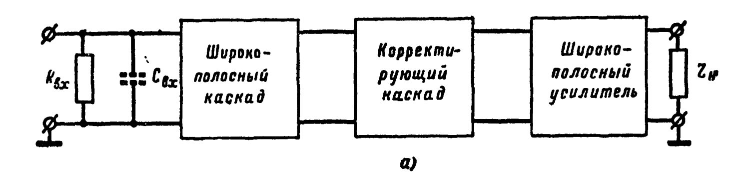
Однако, при высоком эквивалентном сопротивлении входной цепи ее частотная характеристика из-за влияния входной емкости усилителя монотонно падает, начиная с частот в несколько десятков килогерц, поэтому для получения горизонтальной характеристики усилителя в полосе частот до нескольких мегагерц в него вводят корректирующий каскад, имеющий поднимающуюся характеристику на тех частотах, на которых усиление снижается от влияния емкости входной цепи.

Одна из простейших схем противошумовой коррекции, называемая *схемой простой противошумовой коррекции,* изображена на рис. 9-6. Здесь корректирование падающей частотной характеристики входного устройства осуществляется каскадом, в анодную цепь которого включен дроссель $L_а$ последовательно с резистором $R_а$ небольшого сопротивления; резонансный контур, образуемый индуктивностью $L_а$ и нагружающей каскад емкостью C_0 шунтируется здесь сопротивлением резистора R для устранения дополнительного подъема характеристики от влияния резонанса.

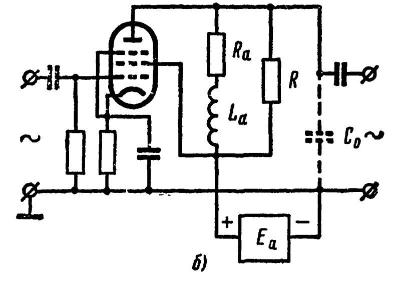
Расчет элементов схемы рис. 9-6 на получение горизонтальной частотной характеристики устройства производят так. Взяв сопротивление нагрузки источника сигнала, практически равное сопротивлению входной цепи усилителя $R_{вх}$, в 100—150 раз больше необходимого из условия получения хорошей частотной характеристики

входной цепи без высокочастотной коррекции, находят R_a, R и L_a корректирующего каскада по формулам

$$\left.\begin{aligned} R_a &= \frac{0{,}0254\sqrt{M_в^2-1}}{R_{вх}C_{вх}f_в^2\;C_0};\quad R=\sqrt{\frac{R_a R_{вх} C_{вх}}{2C_0}};\\ L_a &= R_a R_{вх} C_{вх}, \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}38)$$



а)



б)

Рис. 9-6. Простая противошумовая коррекция.

а — блок-схема; *б* — один из вариантов схемы корректирующего каскада.

где $M_в$ — коэффициент частотных искажений каскада вместе с корректируемой им входной цепью на высшей рабочей частоте $f_в$;

$C_{вх}$ — полная входная емкость усилителя, равная сумме выходной емкости источника сигнала, емкости монтажа входной цепи и динамической входной емкости первой лампы или первого транзистора;

C_0 — емкость, нагружающая выходную цепь корректирующего каскада.

Коэффициент частотных искажений корректирующего каскада вместе с корректируемой им входной цепью определяется в области верхних частот по выражению

$$M=\sqrt{1+\left(39{,}5R_{вх}C_{вх}R_aC_0f_в^2\right)^2}, \qquad (9\text{-}39)$$

по которому можно построить частотную характеристику схемы на верхних частотах; частотную характеристику на нижних частотах рассчитывают обычным образом.

Пример 9-2. Если усилитель, работающий от высокоомного источника сигнала, имеет $C_{вх}=30$ *пф*, $C_0=18$ *пф* и $f_в=5$ *Мгц*, то для получения частотных искажений входной цепи без коррекции на высшей рабочей частоте 2 *дб* ($M_в=1{,}26$) необходимо взять сопротивление нагрузки источника сигнала $R_{вх}$ порядка 800 *ом*, что нетрудно

найти по формуле (5-5), считая в ней $R_{эв} \approx R_{вх}$. Задавшись при использовании противошумовой коррекции сопротивлением нагрузки источника сигнала 100 *ком,* т. е. в 125 раз больше, по формулам (9-38) найдем, что при тех же частотных искажениях входной цепи и корректирующего каскада в 2 *дб* $R_а$, R и $L_а$ должны быть равны:

$$R_а = \frac{0{,}0254\sqrt{1{,}26^2 - 1}}{100\cdot 10^3 \cdot 30\cdot 10^{-12}\cdot 18\cdot 10^{-12}(5\cdot 10^6)^2} = 14{,}4\ ом;$$

$$R = \sqrt{\frac{14{,}4\cdot 100\cdot 10^3 \cdot 30\cdot 10^{-12}}{2\cdot 18\cdot 10^{-12}}} \approx 1\,100\ ом;$$

$$L_а = 14{,}4\cdot 100\cdot 10^3 \cdot 30\cdot 10^{-12} \approx 43\cdot 10^{-6}\ гн.$$

Если лампа корректирующего каскада имеет крутизну характеристики в точке покоя 10 *ма/в*, коэффициент усиления этого каскада на средних частотах составит всего лишь

$$K_{ср} \approx SR_а = 10\cdot 10^{-3}\cdot 14{,}4 = 0{,}144,$$

т. е. будет значительно меньше единицы.

Вследствие того, что корректирующий каскад противошумовой коррекции имеет коэффициент усиления на средних частотах много меньше единицы, а следовательно, сильно ослабляет сигнал, этот каскад не ставят на входе усилителя, так как в этом случае собственные шумы следующего каскада могут сильно снизить выигрыш в отношении сигнал/шум, даваемый схемой, а включают его после одного или двух каскадов широкополосного усиления с горизонтальной частотной характеристикой, сильно увеличивающих приходящее на корректирующий каскад напряжение сигнала (рис. 9-6).

Таким методом можно рассчитать противошумовую коррекцию и для усилителя импульсных сигналов с заданным временем установления $t_{у\,ус}$; в этом случае, найдя верхнюю граничную частоту усилителя $f_{в.г.ус} \approx 0{,}35/t_{у.ус}$, подставляют ее в формулы (9-38) вместо $f_в$; значение $M_в$ при этом считают равным $\sqrt{2}$. При таком расчете выброс переходной характеристики усилителя в области малых времен получается небольшим.

В качестве корректирующего канала для схемы простой противошумовой коррекции, описанной выше, можно использовать также каскад с делителем из цепочек RC (потенциометрический корректирующий каскад); расчет такого каскада и его схему можно найти в специальной литературе[1].

В тех случаях, когда выигрыш в отношении сигнал/шум, даваемый схемой простой противошумовой коррекции, оказывается недостаточным, применяют схемы сложной противошумовой коррекции, дающие большее увеличение динамического диапазона, чем схема простой коррекции. Описание таких схем и способов их расчета имеется в специальной литературе[2].

---

[1] См., например, книгу О. Б. Лурье «Усилители видеочастоты», стр. 442—447, «Советское радио», 1961 г.

[2] Там же, стр. 453—458.

Во входных каскадах усилителей с противошумовой коррекцией для снижения шумов первой лампы иногда применяют малошумящие триоды или экранированные лампы с высокой крутизной в триодном включении; значительно лучшие результаты можно получить при использовании в них каскодной схемы (стр. 143—144).

9-7. РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ И ТЕМБРА

Назначение и способы регулировки усиления

В современных усилителях регулировку усиления применяют: 1) для поддержания коэффициента усиления усилителя неизменным при старении или замене усилительных элементов и при колебаниях напряжения источников питания; 2) для изменения выходного напряжения усилителя; 3) для предохранения последних каскадов усилителя от перегрузки при сильном возрастании входного сигнала; 4) для перехода в измерительных приборах от одного диапазона измеряемых величин к другому и т. п.

Регулировку усиления можно производить плавно или скачкообразно В первом случае ее называют плавной, во втором — ступенчатой. Ступенчатая регулировка требует применения специального переключателя; поэтому ее применяют лишь в особых случаях, когда плавная регулировка почему-либо не может быть использована (например, когда механическая надежность плавной регулировки недостаточна, когда необходимо изменять коэффициент усиления скачками в определенное количество раз и т. п.).

Отношение коэффициентов усиления усилителя в двух крайних положениях регулятора усиления называют *глубиной регулировки* и обычно выражают в децибелах. В усилителях звуковых частот для регулирования громкости звука требуется глубина регулировки не ниже 30—40 *дб*; для поддержания коэффициента усиления при колебаниях напряжения питания, замене и старении усилительных элементов достаточна глубина регулировки 10—15 *дб*. В измерительных приборах (ламповых вольтметрах, электронных осциллоскопах и т. д.) глубина регулировки усиления иногда достигает 100 *дб* и больше.

Для предотвращения перегрузки усилительных элементов регулировку усиления обычно помещают во входной цепи или в первых каскадах усилителя. Основным, наиболее часто применяемым способом регулировки усиления как в ламповых, так и в транзисторных усилителях является регулировка делителем напряжения (потенциометром) в цепи сигнала; такую регулировку называют потенциометрической. Кроме нее, также применяют регулировку усиления изменением режима работы усилительного элемента и регулировку усиления обратной связью.

Для *потенциометрической регулировки усиления* можно использовать шунт на вторичной обмотке входного трансформатора, сопротивление нагрузки источника сигнала, резистор в цепи сетки лампового усилительного каскада и т. п. В качестве регулятора при плавной потенциометрической регулировке усиления применяют непроволочные резисторы переменного сопротивления с ползунком, передвигающимся по поверхности резистора при вращении рукоятки регулятора. При небольшой глубине регулировки (до 10—15 *дб*) в качестве

регуляторов используют непроволочные резисторы переменного сопротивления с линейной зависимостью введенного в цепь сопротивления от угла поворота рукоятки (переменные резисторы типа А, рис. 9-7). При большой глубине регулировки (до 40—50 *дб*) в в качестве регуляторов усиления следует применять непроволочные резисторы переменного сопротивления с показательным законом изменения сопротивления от угла поворота рукоятки (переменные резисторы типа В). При глубине регулировки выше 50 *дб* обычные переменные резисторы типа В оказываются непригодными, и в этом случае приходится или использовать сдвоенные и включенные последовательно резисторы типа В, или применять ступенчатую потенциометрическую регулировку.

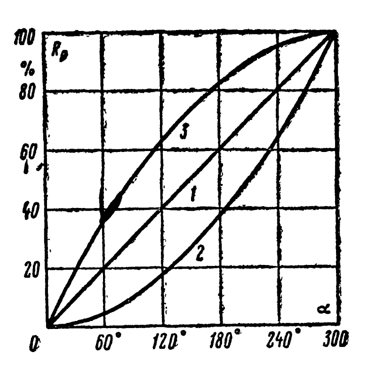


Рис. 9-7. Зависимость сопротивления от угла поворота рукоятки.

1 — для резистора переменного сопротивления с линейным законом изменения (типа А); 2 — для резистора с показательным законом изменения сопротивления (тип В); 3 — для резистора с логарифмическим законом изменения сопротивления (тип Б).

Достоинствами потенциометрической регулировки являются ее простота и возможность глубокого регулирования усиления. К ее недостаткам относятся: изменение частотной, фазовой и переходной характеристик при изменении положения регулятора и появление на выходе усилителя шумов при вращении рукоятки регулятора. Эти шумы сильно возрастают, если через резистор регулятора проходит постоянная составляющая тока, питающего усилительный элемент.

Плавная потенциометрическая регулировка широко применяется в усилителях звуковых частот и других усилителях с высшей рабочей частотой ниже сотен килогерц, так как при этом изменение характеристик усилителя незначительно. В широкополосных усилителях ее удается применить лишь в том случае, если регулятор является нагрузкой повторителя, так как при этом сопротивление резистора регулятора можно сделать достаточно малым и он не будет вносить больших частотных и переходных искажений. Из-за вносимых потенциометрической регулировкой шумов ее не следует вводить в цепях с минимальным напряжением сигнала ниже сотен микровольт.

Схемы и расчет регуляторов усиления

Из эквивалентной схемы потенциометрического регулятора усиления, изображенной на рис. 9-8, видно, что при изменении положения рукоятки регулятора частотные искажения на верхних частотах, а следовательно, и время установления схемы будут изменяться. Частотные искажения на верхней рабочей частоте $M_{в.р}$, вносимые регулятором, и его время установления $t_{у.р}$ достигают наибольшего

значения в том положении регулятора, где его выходное сопротивление максимально; при этом они достигают величины

$$\left.\begin{aligned} M_{\text{в.р}} &= \sqrt{1 + [1{,}57 f_{\text{в}} C_{\text{р}} (R_{\text{и}} + R_{\text{р}})]^2}; \\ t_{\text{у.р}} &= 0{,}55 C_{\text{р}} (R_{\text{и}} + R_{\text{р}}), \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}40)$$

где $C_{\text{р}}$ — емкость, нагружающая регулятор и равная сумме входной динамической емкости $C_{\text{вх д}}$ усилительного элемента, на который работает регулятор, и емкости монтажа $C_{\text{м}}$;

$R_{\text{и}}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала, от которого работает регулятор;

$R_{\text{р}}$ — полное сопротивление регулятора.

При подаче на регулятор напряжения сигнала от предварительного каскада $R_{\text{и}}$ равно выходному сопротивлению этого каскада. Решив выражения (9-40) относительно $R_{\text{р}}$, получим формулы,

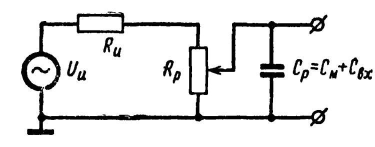


Рис. 9-8. Эквивалентная схема плавного потенциометрического регулятора усиления.

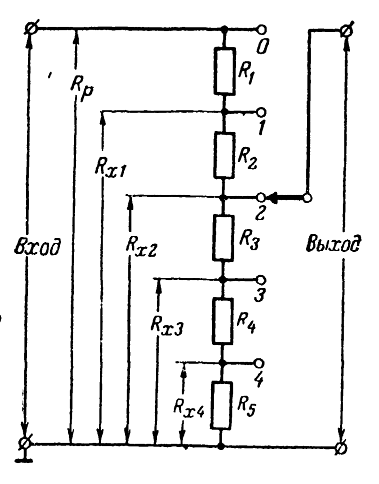


Рис 9-9. Ступенчатый потенциометрический регулятор усиления (к примеру расчета 9-4).

позволяющие рассчитать максимальное сопротивление регулятора по заданным значениям $M_{\text{в р}}$ и $t_{\text{у р}}$:

$$R_{\text{р}} \leqslant \frac{0{,}637\sqrt{M_{\text{в р}}^2 - 1}}{f_{\text{в}} C_{\text{р}}} - R_{\text{и}} = \frac{1{,}8 t_{\text{у.р}}}{C_{\text{р}}} - R_{\text{и}}. \qquad (9\text{-}41)$$

Частотные искажения $M_{\text{в р}}$, вносимые регулятором усиления на высшей рабочей частоте, а также вносимое им время установления $t_{\text{у.р}}$ берут порядка 0,15—0,25 от частотных искажений на высшей частоте или времени установления всего усилителя. Ввиду того, что вносимые регулятором искажения и время установления невелики и падают практически до нуля в положении минимального усиления,

их не учитывают при построении частотной характеристики усилителя и при определении его времени установления.

Пример 9-3. Рассчитаем максимальное сопротивление регулятора для усилителя с данными примера 9-1, принципиальная схема которого приведена на рис. 9-16. Пусть емкость экранированного проводника длиной 15 *см*, соединяющего ползунок регулятора с сеткой триода $Л_2$, равна 18 *пф* (120 *пф* на 1 *м*); добавив 5 *пф* на емкость сеточного лепестка ламповой панели и на емкость вывода регулятора, получим емкость монтажа $C_м=23$ *пф*.

Динамическая входная емкость триода 6Н2П при $C_{с.к}=2{,}25$ *пф*, $C_{с.а}=0{,}7$ *пф* и коэффициенте усиления каскада на средних частотах $K_{ср}=55$ составит:

$$C_{вх.д}=C_{с.к}+C_{с.а}(1+K_{ср})=2{,}25+0{,}7(1+55)\approx 42\,пф,$$

откуда нагружающая регулятор емкость $C_р=42+23=65$ *пф*.

Сопротивлением источника сигнала $R_и$ для регулятора в данном случае является выходное сопротивление первого каскада

$$R_и=R_{вых1}=\frac{R_{i1}R_{a1}}{R_{i1}+R_{a1}}=\frac{80\cdot 150}{80+150}=52{,}1\,ком.$$

Предположим, что заданные на усилитель частотные искажения на высшей рабочей частоте $f_в=7\,000$ *гц* равны 2 *дб*; тогда, полагая максимальные частотные искажения регулятора равными 0,2 от искажений усилителя, т. е. 0,4 *дб*, переведем эти искажения в относительные единицы, что даст $M_{в\,р}=1{,}048$. Тогда сопротивление регулятора будет:

$$R_р\ \frac{0{,}637\sqrt{M_{в.р}^2-1}}{f_в C_р}-R_и=\frac{0{,}637\sqrt{1{,}048^2-1}}{7\,000\cdot 65\cdot 10^{-12}}-$$
$$-52{,}1\cdot 10^3\approx 383\cdot 10^3\,ом.$$

Следовательно, сопротивление регулятора в схеме на рис. 9-16, равное 330 *ком*, выбрано правильно

Когда усиление усилителя нужно менять скачками в определенное число раз, применяют ступенчатую потенциометрическую регулировку усиления. Изменение усиления при переходе от одной ступени к другой, выраженное в децибелах, в измерительной аппаратуре берут равным 1, 2, 6, 10 или 20 *дб*. При использовании ступенчатой регулировки в высококачественной звуковой аппаратуре изменение усиления на ступень берут таким, чтобы оно не ощущалось на слух (1—2 *дб*).

При работе на цепь с сопротивлением, во много раз превышающим сопротивление регулятора $R_р$, сопротивления R_{x1}, R_{x2}, R_{x3} и т. д., с которых снимается выходное напряжение (рис. 9-9), определяются выражениями

$$R_{x1}=\frac{R_р}{10^{\frac{b_1}{20}}};\quad R_{x2}=\frac{R_р}{10^{\frac{b_2}{20}}};\quad R_{x3}=\frac{R_р}{10^{\frac{b_3}{20}}},\qquad (9\text{-}42)$$

где b_1, b_2, b_3 и т. д. — вносимое регулятором уменьшение усиления на первой, второй, третьей и т. д. ступенях, в *дб*.

Максимальное сопротивление регулятора $R_р$, как и при плавной потенциометрической регулировке, определяется выражением (9-41).

Пример 9-4. Рассчитаем сопротивления ступеней ступенчатого потенциометрического регулятора, если известно, что его полное сопротивление $R_р=100$ *ком* и регулятор должен иметь четыре ступени с ослаблением усиления на 10, 20, 30 и 40 *дб*.

Подставив в выражения (9-42) значения $b_1=10$, $b_2=20$, $b_3=30$ и $b_4=40$, найдем: $R_{x1}=31{,}6$ *ком*, $R_{x2}=10$ *ком*, $R_{x3}=3{,}16$ *ком* и $R_{x4}=1$ *ком*. Отсюда сопротивления резисторов R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 (рис. 9-9) должны быть:

$$R_5 = R_{x4} = 1 \text{ ком}; \; R_4 = R_{x3} - R_{x4} = 2{,}16 \text{ ком};$$

$$R_3 = R_{x2} - R_{x3} = 6{,}84 \text{ ком}; \; R_2 = R_{x1} - R_{x2} = 21{,}6 \text{ ком};$$

$$R_1 = R_р - R_{x1} = 68{,}4 \text{ ком}.$$

Ступенчатую потенциометрическую регулировку усиления можно сделать частотно-независимой, т. е. не вносящей частотных искажений, до частот в десятки мегагерц. Для этого на каждую ступень деления ставят отдельный делитель из резисторов R и R_x, в сумме равных $R_р$, и параллельно этим резисторам подключают конденсаторы (рис. 9-10), при которых удовлетворяется условие:

$$CR = C_x R_x. \qquad (9\text{-}43)$$

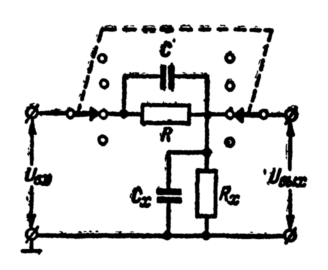


Рис. 9-10. Ступенчатый частотно-компенсированный регулятор усиления.

Регулировку усиления такого типа, называемую *частотно-компенсированной*, применяют в широкополосной измерительной аппаратуре (ламповых вольтметрах, электронных осциллоскопах и т. п.). Сопротивление регулятора $R_р$ здесь определяется необходимым входным сопротивлением прибора, а сопротивления R_{x1}, R_{x2} и т. д. рассчитывают по формулам (9-42). Для выравнивания частотной характеристики каждой ступени делителя применяют подстроечные конденсаторы небольшой емкости, оси которых после выравнивания характеристики делителя застопоривают (закрепляют). Необходимую емкость подстроечных конденсаторов $C_п$ ступеней делителя на основании формулы (9-43) находят из соотношений

$$C_{п1} = \frac{C_р R_{x1}}{R_1} - C_{м.п}; \; C_{п2} = \frac{C_р R_{x2}}{R_2} - C_{м.п} \text{ и т. д.}, \qquad (9\text{-}44)$$

так как емкость C_x, подключаемая к сопротивлению R_x регулятора, постоянна и равна нагружающей регулятор емкости $C_р$; $C_{м\,п}$ здесь представляет собой емкость монтажа подстроечного конденсатора и верхнего сопротивления делителя R. Если у какой-либо ступени значение $C_п$, найденное из выражения (9-44), получается меньше 3 *пф* или отрицательным, для этой ступени берут значение $C_п=3$ *пф* и подключают параллельно резистору R_x дополнительный конденсатор $C_д$, емкость которого определяют из выражения

$$C_д = \frac{(C_п + C_{м\,п})\,R}{R_x} - C_р. \qquad (9\text{-}45)$$

Пример 9-5. Рассчитаем частотно-компенсированный регулятор усиления к широкополосному электронному осциллоскопу, принципиальная схема усилителя которого дана на рис. 9-18. Регулятор должен иметь входное сопротивление $R_р=500$ *ком* и три ступени деления — в 10, 100 и 1 000 раз (20, 40, 60 *дб*). Нагружающая регулятор емкость $C_р=12$ *пф*, емкость монтажа подстроечных конденсаторов и верхних сопротивлений делителя $C_{м.п}$ примем равной 2 *пф*.

Рассчитав по формуле (9-42) нижние сопротивления регулятора $R_{x1}=50$ *ком*, $R_{x2}=5$ *ком* и $R_{x3}=0{,}5$ *ком*, находим значения верхних резисторов ступеней: $R_1=R_р-R_{x1}=450$ *ком*, $R_2=R_р-R_{x2}=495$ *ком* и $R_3=R_р-R_{x3}=499{,}5\approx 500$ *ком*. Рассчитав по формулам (9-44) значения $C_п$ и убедившись, что все они отрицательны, возьмем все три подстроечных конденсатора со средней емкостью около 3 *пф* ($C_{мин}=2$ *пф*, $C_{макс}=5$ *пф*) и найдем емкость дополнительных конденсаторов, которые следует подключить к нижним сопротивлениям ступеней делителя:

$$C_{д1}=\frac{(C_п+C_{м.п})R_1}{R_{x1}}-C_р=\frac{(3+2)\,450\cdot 10^3}{50\cdot 10^3}-12=33\ пф;$$

$$C_{д2}=\frac{(C_п+C_{м.п})R_2}{R_{x2}}-C_р=\frac{(3+2)\,495\cdot 10^3}{5\cdot 10^3}-12=483\ пф;$$

рассчитанная таким же образом емкость конденсатора $C_{д3}\approx 5\,000$ *пф*. Регулировку подстроечных конденсаторов до получения на каждой из ступеней линейной частотной характеристики производят после сборки регулятора и установки его на место.

Для плавного регулирования усиления в небольших пределах (до 20 *дб*) можно использовать изменение положения точки покоя усилительного элемента (изменение режима) или плавно регулируемую отрицательную обратную связь.

Регулировка усиления изменением режима (рис. 9-11) хорошо действует лишь в каскадах с экранированными лампами и транзисторами, так как в каскадах с триодами усиление мало зависит от положения точки покоя. Достоинствами регулировки изменением режима являются: отсутствие влияния положения регулятора на характеристики усилителя на верхних частотах и возможность дистанционного управления усилением, так как на проводах, идущих к регулятору, напряжение сигнала отсутствует. Вследствие этих свойств регулировка изменением режима часто применяется в широкополосных усилителях. Однако при большой амплитуде сигнала на входе каскада такая регулировка увеличивает коэффициент гармоник усилителя из-за смещения точки покоя в криволинейную область характеристики усилительного элемента; поэтому ее применяют лишь в первых каскадах, где амплитуда сигнала невелика.

Регулировку усиления изменением режима в каскаде с экранированной лампой можно осуществить как изменением гасящего сопротивления в цепи экранирующей сетки, так и изменением сопротивления катодного смещения (рис. 9-11, *а* и *б*). При увеличении сопротивления резистора в цепи экранирующей сетки напряжение на последней уменьшается, анодный ток лампы и крутизна ее характеристики в точке покоя падают и усиление каскада, пропорциональное крутизне характеристики лампы, уменьшается. Аналогично действует и увеличение сопротивления резистора катодного смещения.

В транзисторном каскаде такую регулировку усиления можно осуществить введением последовательно с резистором эмиттерной стабилизации $R_э$ резистора с переменным сопротивлением $R_р$ (рис. 9-11, *в*).

Сопротивление резистора $R_р$ в зависимости от требуемой глубины регулировки берут в 10—100 раз больше сопротивления $R_э$ или

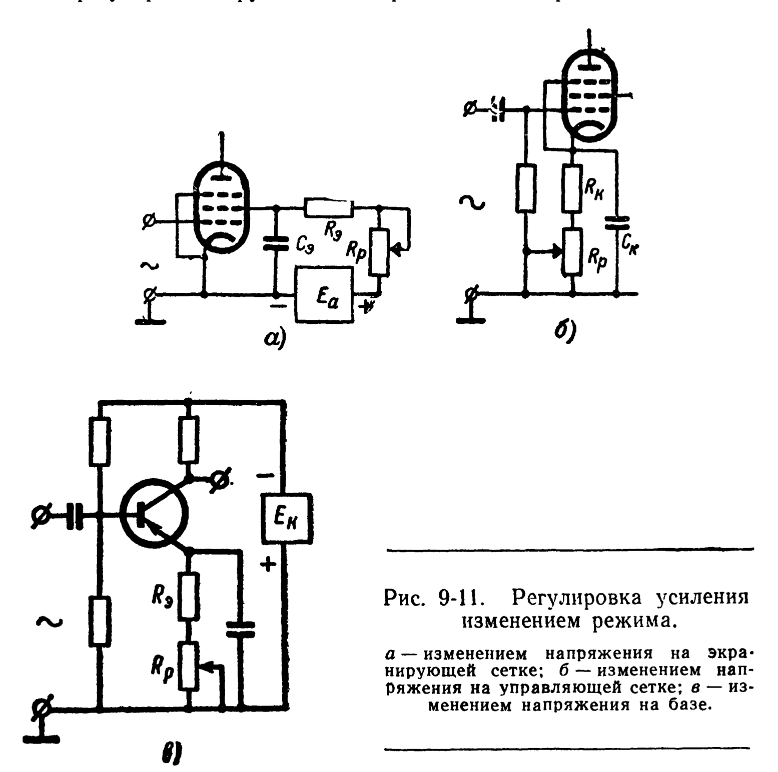


Рис. 9-11. Регулировка усиления изменением режима.

а — изменением напряжения на экранирующей сетке; *б* — изменением напряжения на управляющей сетке; *в* — изменением напряжения на базе.

$R_к$, последовательно с которым его включают; чем больше требуется глубина регулировки, тем большей величины берут $R_р$.

Если при вращении рукоятки регулятора по часовой стрелке усиление должно расти, то для $R_р$ берут переменный резистор с логарифмическим законом изменения (тип Б) и включают его так, чтобы при вращении рукоятки по часовой стрелке введенное в схему сопротивление уменьшалось. Если же при вращении регулятора по часовой стрелке усиление должно падать, для $R_р$ берут резистор с показательным законом изменения (тип В), включив его так, чтобы при вращении регулятора по часовой стрелке введенное в цепь сопротивление возрастало. В обоих случаях для $R_р$ можно использовать резистор с линейным законом изменения сопротивления (тип А), но при этом регулировка будет менее плавной.

Регулировка усиления обратной связью (рис. 9-12) хорошо действует при любом усилительном элементе (триоде, экранированной лампе, транзисторе). В ламповом каскаде простейшим видом регулировки обратной связью является введение нешунтированного конденсатором переменного резистора в цепь катода (рис. 9-12, *а*); при увеличении сопротивления этого резистора возрастает напряжение отрицательной обратной связи, вводимое во входную цепь, и усиление каскада падает. Для того, чтобы при вращении регулятора не

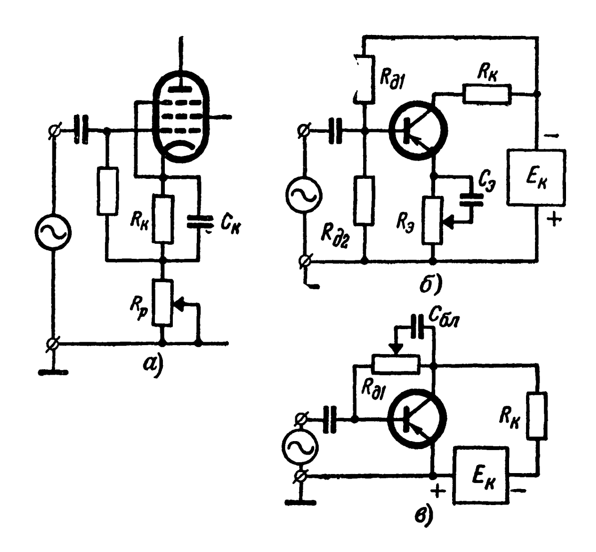


Рис. 9-12. Регулировка усиления обратной связью.

а — в ламповом каскаде; *б* — в транзисторном каскаде с эмиттерной стабилизацией, *в* — в транзисторном каскаде с коллекторной стабилизацией.

изменялся режим работы лампы, напряжение отрицательного смещения снимают только с резистора катодного смещения $R_к$, шунтированного, как обычно, конденсатором $C_к$ большой емкости.

В транзисторном каскаде регулировку обратной связью можно осуществить как изменением сопротивления переменному току в цепи эмиттера (рис. 9-12, *б*), так и изменением сопротивления переменному току между коллектором и базой (рис. 9-12, *в*). Первый способ в основном изменяет коэффициент усиления напряжения каскада и хорошо действует при сопротивлении источника сигнала, меньшем входного сопротивления транзистора. Второй способ изменяет коэффициент усиления тока и удобен при сопротивлении источника сигнала, большем входного сопротивления транзистора.

Регулировка усиления обратной связью не повышает коэффициент гармоник каскада, а поэтому пригодна для каскадов как с малой, так и с большой амплитудой сигнала. Ее недостатком является появление подъема на частотной характеристике регулируемого

каскада в области частот порядка десятков мегагерц и выше и появление выброса на его переходной характеристике в области малых времен. Это вызывается влиянием емкости C, складывающейся из емкости регулятора, емкости монтажа и емкости катод — подогреватель лампы. Как подъем, так и выброс растут при увеличении сопротивления регулятора.

Выброс на переходной характеристике каскада в области малых времен невелик, если сопротивление регулятора удовлетворяет условию

$$R_{\text{р.макс}} \leqslant R_{\sim} \frac{C_0}{C}, \tag{9-46}$$

где $R_{\sim}$ — сопротивление нагрузки выходной цепи каскада;

C_0 — полная емкость, нагружающая выходную цепь.

Регулировку усиления обратной связью обычно используют в широкополосных усилителях, так как в усилителях звуковых частот более удобна потенциометрическая регулировка, обеспечивающая глубокое регулирование и нужный закон изменения усиления. При регулировке обратной связью в широкополосном ламповом каскаде с экранированной лампой необходимое сопротивление регулятора определяется выражением

$$R_{\text{р}} = \frac{10^{\frac{Д_{\text{р}}}{20}} - 1}{S_{\text{к}}}; \tag{9-47}$$

где $Д_{\text{р}}$ — необходимый диапазон регулировки, *дб*;

$S_{\text{к}}$ — крутизна катодного тока лампы в рабочей точке, *а/в*.

При регулировке обратной связью обычно используют непроволочные переменные резисторы с линейным законом изменения сопротивления (тип А).

Рассчитав сопротивление регулятора по формуле (9-47), в случае импульсного усилителя проверяют максимальное сопротивление по формуле (9-46) и останавливаются на меньшем значении $R_{\text{р}}$. В случае усилителя гармонических сигналов, найдя $R_{\text{р}}$ по формуле (9-47), проверяют даваемый регулятором подъем частотной характеристики на высшей рабочей частоте по выражению

$$Y_{\text{в.р}} \approx \sqrt{1 + (6{,}28 f_{\text{в}} C R_{\text{р}})^2}\,. \tag{9-48}$$

Если подъем получается велик, уменьшают сопротивление регулятора, а следовательно, и глубину регулировки до величины, при которой подъем оказывается допустимым.

Пример 9-6. Рассчитаем регулировку усиления обратной связью с глубиной $Д_{\text{р}} = 10$ *дб* для широкополосного каскада с пентодом 6Ж1П, имеющим в точке покоя крутизну характеристики катодного тока $S_{\text{к}} \approx 6$ *ма/в*. Подставив эти данные в формулу (9-47), найдем:

$$R_{\text{р}} = \frac{10^{\frac{10}{20}} - 1}{6 \cdot 10^{-3}} = 360\ ом,$$

что является стандартной величиной; поэтому используем для регулировки непроволочный переменный резистор сопротивлением в 360 *ом* типа А.

Регуляторы тембра

В некоторых случаях требуется плавно изменять частотную характеристику усилителя на нижних или на верхних частотах; это делают *регуляторами тембра*, представляющими собой частотно-зависимые цепи, вводимые в цепь межкаскадной или в цепь обратной связи.

Существуют разные типы регуляторов тембра, различным образом изменяющие частотную характеристику усилителя. Для снижения помех от соседнего канала в радиоприемниках, для уменьшения

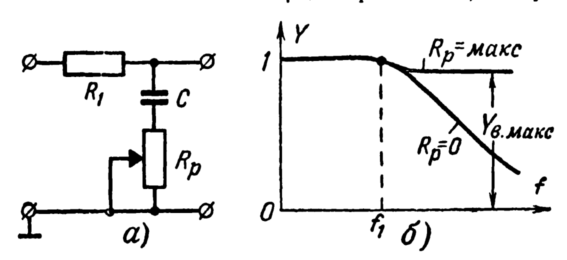


Рис. 9-13. Регулятор тембра верхних частот.

а — принципиальная схема, *б* — частотные характеристики для различных положений регулятора.

шума иглы в усилителях воспроизведения грамзаписи применяют регулятор тембра, позволяющий регулировать снижение усиления на верхних частотах при неизменном усилении на средних и нижних. Схема регулятора тембра такого типа и ее частотные характеристики для различных положений регулятора даны на рис. 9-13. Сопротивление регулятора $R_р$ и емкость конденсатора C для такого регулятора тембра определяются уравнениями

$$R_р = \frac{R_1}{\dfrac{1}{Y_{в.макс}} - 1}; \; C \approx \frac{0,08}{f_1 R_1}, \qquad (9\text{-}49)$$

где $Y_{в.макс}$ — относительное усиление на верхних частотах при полностью введенном сопротивлении $R_р$; его берут порядка 0,9—0,95;

f_1 — частота, на которой усиление падает на 1 *дб* при полностью выведенном $R_р$.

Этот регулятор тембра включают в схему между анодом (коллектором) и общим проводом. В ламповом резистивном каскаде сопротивление R_1, входящее в формулу (9-49), равно $R_{э\,в}$, представляющему собой результат параллельного соединения сопротивлений R_i, $R_а$ и $R_с$, а в транзисторном каскаде — сопротивлению параллельного соединения $R_{вых}$ транзистора, $R_к$ в его коллекторной цепи и $R_{вх}$ транзистора следующего каскада с учетом цепи смещения.

Для корректирования частотной характеристики магнитной и граммофонной записи звука, падающей с понижением частоты, примерно начиная с 1 *кгц*, в усилителях воспроизведения грамзаписи

и магнитной записи, а также и в ряде других случаев применяют регулятор тембра, позволяющий регулировать подъем усиления на нижних частотах при неизменном усилении на средних и верхних.

Схема такого регулятора тембра и его частотные характеристики для различных положений регулятора даны на рис. 9-14. При $R_1 \gg R_2 + R_р$ значения R_2 и C здесь определяются формулами

$$R_2 = \frac{R_р}{Y_{н.макс} - 1}; \quad C \approx \frac{0,32}{f_1 R_2}, \qquad (9\text{-}50)$$

где $Y_{н.макс}$ — наибольшее значение относительного усиления на нижних частотах при полностью введенном сопротивлении $R_р$;

f_1 — частота, на которой при этом усиление возрастает на 1 *дб*.

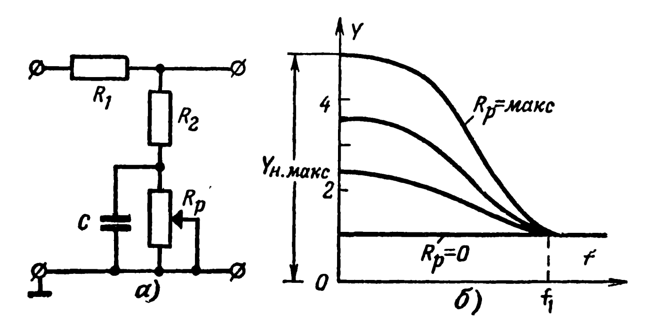


Рис. 9-14. Регулятор тембра нижних частот.

а — принципиальная схема; *б* — частотные характеристики для различных положений регулятора.

В ламповом резистивном каскаде цепочку $CR_рR_2$ можно включить параллельно резистору $R_с$; при этом R_1 считают равным параллельному соединению сопротивлений R_i, $R_а$ и $R_с$. Значение $R_р$ берут в 3—10 раз меньше R_1, а при расчете емкости разделительного конденсатора $C_с$ в расчетную формулу вместо $R_с$ подставляют R_2. В транзисторном каскаде при включении $CR_рR_2$ параллельно входу следующего транзистора R_1 равно параллельному соединению $R_{вых}$, $R_к$ и $R_{вх.сл}$. В этом случае для уменьшения C и увеличения $R_р$ и R_2 последовательно с $R_{вх.сл}$ можно включить дополнительный резистор.

Существуют регуляторы тембра, позволяющие как снижать, так и повышать усиление в определенной области частот при неизменном усилении на других частотах [1]. Иногда в усилитель вводят специальные каскады регулировки тембра, почти не дающие усиления, но позволяющие в широких пределах изменять частотную характеристику как на нижних, так и на верхних частотах, а также регулировать усиление.

---

[1] См. книгу В. К. Лабутина «Новое в технике высококачественного усиления», стр. 38—54, Госэнергоиздат, 1957.

Схема такого регулятора тембра, использующего пальчиковый двойной триод типа 6Н3П и позволяющего как снижать, так и повышать усиление на нижних и верхних частотах, дана на рис. 9-15; ее частотные характеристики для различных положений регуляторов тембра нижних частот (РТНЧ) и верхних частот (РТВЧ) приведены здесь же. Схема содержит плавный потенциометрический регулятор

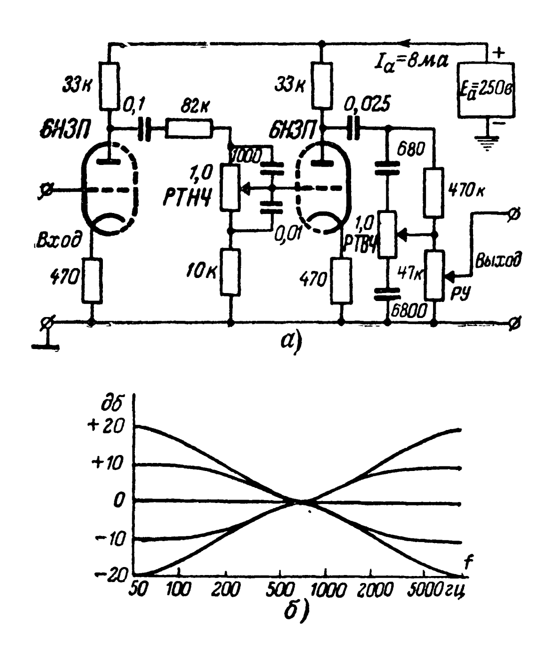


Рис. 9-15. Ламповый регулятор тембра нижних и верхних частот.

а — принципиальная схема, *б* — частотные характеристики при различных положениях регуляторов тембра верхних и нижних частот.

усиления РУ, обеспечивает плавную регулировку тембра ±20 *дб* на 50 *гц* и ±20 *дб* на 10 000 *гц*, имеет в верхнем положении регулятора усиления максимальное выходное напряжение порядка 1 *в* и коэффициент усиления на средних частотах около 4.

9-8. СХЕМЫ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В качестве практических примеров построения схем многокаскадных усилителей рассмотрим несколько несложных усилительных схем.

На рис. 9-16 приведена принципиальная схема трехкаскадного лампового усилителя звуковых частот с выходной мощностью около 3 *вт*, работающего на электродинамический громкоговоритель *Гр*. Усилитель может быть использован для усиления сигналов электро-

динамического микрофона или для магнитной записи и воспроизведения звука при введении соответствующей коррекции частотной характеристики.

Два первых каскада этого усилителя выполнены на пальчиковом двойном триоде 6Н2П и имеют резистивную межкаскадную связь. Так как номинальное входное напряжение усилителя составляет лишь 4 *мв*, что при динамическом диапазоне сигнала 40 *дб* соответствует минимальному напряжению на входе 40 *мкв*, регулировка усиления перенесена на вход второго каскада, где минимальное напряжение сигнала превышает 2 *мв*. Последний, третий каскад усилителя выполнен на экономичном пальчиковом лучевом тетроде 6П1П, в анодную цепь которого через выходной трансформатор *Тр* включен громкоговоритель.

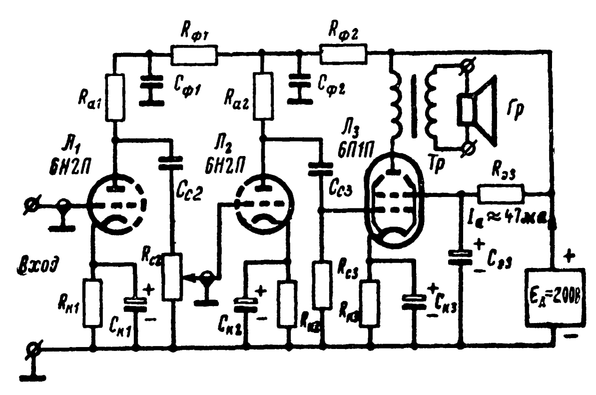


Рис. 9-16. Принципиальная схема лампового трехкаскадного усилителя звуковых частот.

Все анодные цепи, а также цепи управляющих сеток и экранирующей питаются от выпрямителя с напряжением 280 *в*, отрицательный полюс которого соединен с металлическим корпусом (шасси) усилителя. Цепь накала лампы 6П1П питается от обмотки накала, расположенной на трансформаторе выпрямителя; накал лампы 6Н2П можно питать от той же обмотки, но для уменьшения уровня фона переменного тока на выходе усилителя его лучше питать постоянным током от специальной обмотки, выпрямив ее напряжение и сгладив его соответствующим фильтром.

Резисторы $R_{а1}$ и $R_{а2}$ здесь являются анодными нагрузками первого и второго каскадов; $C_{к1}$ и $R_{к1}$, $C_{к2}$ и $R_{к2}$, $C_{к3}$ и $R_{к3}$ — цепочки катодного смещения; $C_{э3}$ и $R_{э3}$ — гасящий резистор и блокировочный конденсатор цепи экранирующей сетки, одновременно выполняющие роль дополнительного сглаживающего фильтра; $R_{с2}$ и $R_{с3}$ — резисторы утечки в цепях управляющих сеток ($R_{с2}$ одновременно является регулятором усиления); $C_{ф1}$ и $R_{ф1}$, $C_{ф2}$ и $R_{ф2}$ — развязывающие и сглаживающие фильтры, рассчитанные в примере 9-1; $C_{с2}$ и $C_{с3}$ — разделительные конденсаторы цепей управляющих сеток.

На рис. 9-17 дана принципиальная схема четырехкаскадного транзисторного усилителя звуковых частот, предназначенного для

воспроизведения грамзаписи. Для получения высокого входного сопротивления усилителя, необходимого при работе от пьезоэлектрического звукоснимателя, первый каскад выполнен эмиттерным повторителем; второй каскад представляет собой резистивный каскад предварительного усиления на транзисторе T_2, включенном с общим эмиттером.

Для уменьшения потребляемой усилителем мощности его оконечный каскад на транзисторах T_4 и T_5 сделан двухтактным и работает в режиме В; для обеспечения малых нелинейных искажений и возможности установки в плечи каскада любых экземпляров транзисторов без их подбора транзисторы включены с общей базой. Отрицательное смещение на базу транзисторов оконечного каскада по-

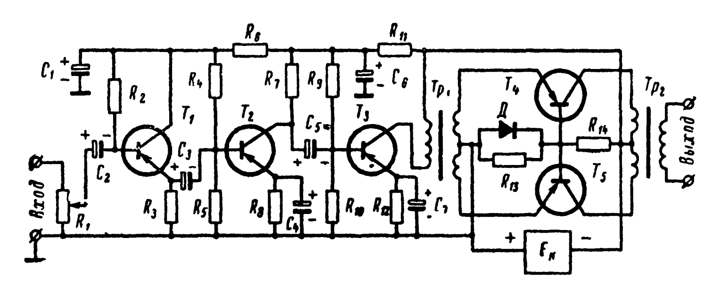


Рис. 9-17. Принципиальная схема четырехкаскадного транзисторного усилителя звуковых частот для воспроизведения грамзаписи.

дается от делителя из резисторов R_{13} и R_{14}; диод *Д* стабилизирует ток покоя транзисторов при изменении температуры. Так как транзисторы оконечного каскада включены с общей базой и работают в режиме В, входной сигнал на них удобно подавать только от трансформаторного инверсного каскада, использующего транзистор T_3, включенный для получения максимального усиления с общим эмиттером.

Резисторы R_2 и R_3 здесь осуществляют коллекторную стабилизацию первого каскада; R_3 одновременно является нагрузкой эмиттерного повторителя. Резисторы R_4 и R_5, R_9 и R_{10} задают смещение на базу транзисторов T_2 и T_3, а R_8 и R_{12} осуществляют эмиттерную стабилизацию второго и третьего каскадов, поддерживающую нормальное положение точки покоя при изменении температуры и замене транзисторов. Резистор R_7 является коллекторной нагрузкой второго каскада; C_2, C_3 и C_5 — разделительные конденсаторы, C_4 и C_7 — блокировочные конденсаторы эмиттерной стабилизации, C_1 с R_6 и C_6 с R_{11} являются развязывающими и сглаживающими фильтрами первого и второго каскадов. Переменный резистор R_1 осуществляет регулировку усиления в усилителе; выходной трансформатор Tp_2 связывает транзисторы оконечного каскада с громкоговорителем и создает им необходимое сопротивление нагрузки.

Напомним, что схема двухкаскадного бестрансформаторного транзисторного усилителя с оконечным каскадом мощного усиления, также работающим в режиме В, дана на рис. 6-30.

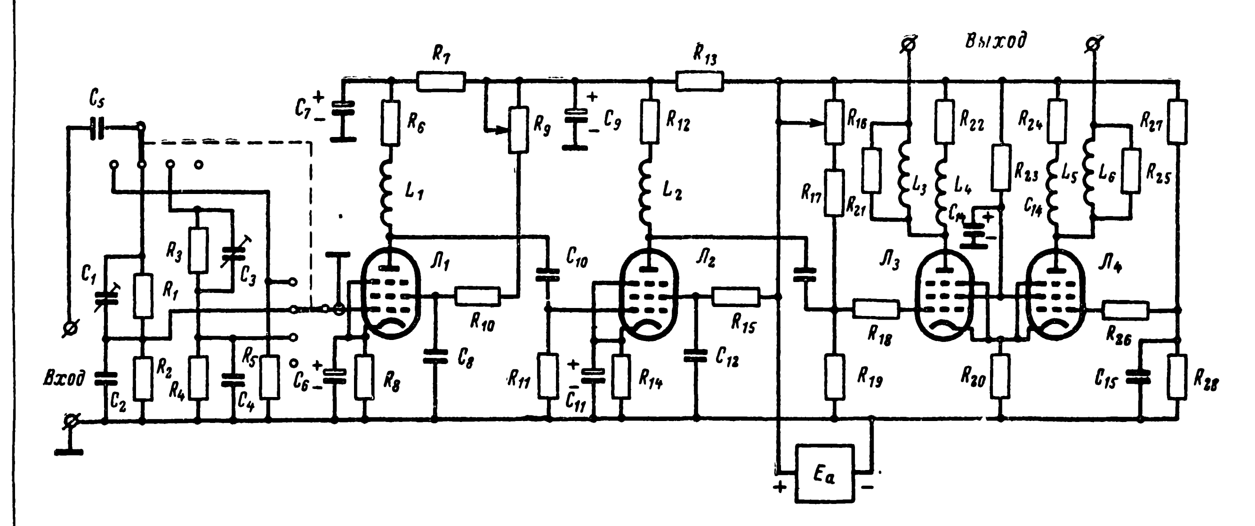


Рис. 9-18. Принципиальная схема трехкаскадного лампового широкополосного усилителя для электронного осциллоскопа.

На рис. 9-18 изображена схема трехкаскадного широкополосного лампового усилителя для электронного осциллоскопа, пригодного для исследования как гармонических, так и импульсных сигналов. Изменение диапазонов входных напряжений здесь осуществляется ступенчатым компенсированным регулятором усиления, расчет которого дан в примере 9-5. Этот регулятор состоит из резисторов R_1, R_2 и др. и конденсаторов C_1, C_2 и др.; подстроечные конденсаторы C_1 и C_3 выравнивают частотную характеристику первой и второй ступеней делителя. Для упрощения схемы на ней не показаны сопротивления и конденсаторы последней ступени регулятора.

В усилителе применены экранированные лампы, так как они усиливают более широкую полосу частот. Все каскады усилителя резистивные, что также необходимо для пропускания широкой полосы. Для получения симметричного выходного напряжения, подаваемого на отклоняющие пластины осциллоскопической электроннолучевой трубки, в качестве выходного каскада использован инверсный каскад с катодной связью. Так как падение напряжения на резисторе катодной связи R_{20} превышает необходимую величину отрицательного смещения для ламп $Л_3$ и $Л_4$, на их управляющие сетки подается положительное компенсирующее напряжение через резисторы R_{16}, R_{17} и R_{27}. Резистор переменного сопротивления R_{16} служит для изменения отрицательного смещения на лампе $Л_3$, что позволяет получить между выходными зажимами усилителя плавно изменяющийся потенциал любой полярности, необходимый для смещения изображения на экране трубки.

Другие детали усилителя имеют следующее назначение: R_{18} и R_{26} — антипаразитные резисторы; R_6, R_{12}, R_{22} и R_{24} — резисторы анодных нагрузок; R_5, R_{11}, R_{19} и R_{28} — резисторы утечки в цепи управляющих сеток; R_8 и C_6, R_{14} и C_{11} — цепочки катодного смещения первого и второго каскадов; R_9, R_{10}, C_8, R_{15}, C_{12}, R_{23} и C_{14} — гасящие резисторы и блокировочные конденсаторы цепей экранирующих сеток (резистор R_9 одновременно служит плавным регулятором усиления, перекрывающим ступени входного регулятора); C_{15} — конденсатор, соединяющий управляющую сетку лампы $Л_4$ с общим проводом схемы; C_5, C_{10} и C_{13} — разделительные конденсаторы цепей управляющих сеток; C_7 с R_7 и C_9 с R_{13} — цепочки развязывающих и сглаживающих фильтров (C_7 с R_7 можно также использовать для коррекции частотной характеристики усилителя на нижних частотах).

В первых двух каскадах для расширения полосы пропускаемых усилителем частот применена параллельная высокочастотная коррекция дросселями L_1 и L_2. В обоих плечах выходного каскада для максимального уменьшения мощности выходных ламп и сокращения расхода энергии питания применена сложная высокочастотная коррекция, включающая в себя корректирующие дроссели L_3, L_4, L_5, L_6 и резисторы R_{21} и R_{25}. Цепи накала всех ламп питаются параллельно от общей обмотки накала, средняя точка которой соединена с общим проводом схемы и с шасси усилителя. Все цепи анодов, управляющих и экранирующих сеток получают питание от выпрямителя $E_а$.

9-9. КОНСТРУКТИВНОЕ ОФОРМЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Конструкция усилителя определяется как его назначением, так и предъявляемыми к нему эксплуатационными требованиями.

Усилители малой мощности, входящие в состав какого-либо прибора или аппарата, например, усилители радиоприемников, магни-

тофонов, телевизоров, ламповых вольтметров, осциллоскопов и т. д., обычно помещаются в корпусе самого прибора или аппарата, где для них предусматривается место.

Переносные усилители небольшой мощности, представляющие собой самостоятельную конструкцию, например, переносные усилители для усиления актуальных передач, обычно монтируются на горизонтальном металлическом шасси с металлической же вертикальной передней стенкой (панелью), на которой располагают органы управления усилителем. Для защиты деталей схемы и монтажа усилителя от повреждений, пыли и для экранирования усилителя от внешних источников помех шасси с панелью обычно вдвигают в металлическую коробку без передней стенки и прикрепляют к ней. Если в усилителе выделяется значительная мощность, для охлаждения в коробке предусматриваются прорези или отверстия.

Если в схеме усилителя имеется высокое напряжение (порядка киловольта или выше), его необходимо снабжать блокировкой, разрывающей цепь питания, а иногда и замыкающей накоротко цепь высокого напряжения при снятии защитной коробки; это предохраняет персонал, обслуживающий усилитель, от поражения высоким напряжением.

Стационарные усилители небольшой мощности, например, усилители студийного оборудования, дальней телефонной связи, усилители звукового кино и др. обычно монтируют на металлических панелях, также защищаемых с одной или обеих сторон металлическими кожухами; панели таких усилителей вместе с панелями питания и вспомогательной аппаратурой располагают на вертикальных металлических стойках.

Усилители большой мощности стационарного типа обычно монтируют в металлических шкафах, предохраняющих и экранирующих детали усилителя и его монтаж и защищающих обслуживающий персонал от поражения высоким напряжением. Шкаф надежно заземляют и снабжают блокировкой, выключающей питание и разряжающей конденсаторы фильтра выпрямителя высокого напряжения при открывании дверцы шкафа.

Для защиты источников питания усилителя от короткого замыкания и перегрузки при какой-либо неисправности, в усилителе в цепь питания обычно ставят плавкие предохранители. Включение и выключение питания производят выключателями, располагаемыми на передней панели. Для контроля включения усилитель или прибор, в состав которого входит усилитель, обычно снабжают контрольной лампочкой, подключаемой к цепи накала и загорающейся при включении питания.

9-10. НАДЕЖНОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ И СПОСОБЫ ЕЕ ПОВЫШЕНИЯ

Одним из очень важных технических показателей усилителя, в некоторых случаях имеющим первостепенное значение, является надежность его работы.

Потеря усилителем работоспособности, или, как говорят, отказ его в работе, на практике обычно имеет место по одной из двух основных причин, а именно: выхода из строя какой-либо важной детали или цепи усилителя, что приводит к внезапному прекращению работы усилителя, например, из-за пробоя конденсатора, выхода из

строя усилительного элемента и т. д., или вследствие постепенного изменения показателей и характеристик усилителя, приводящего к тому, что усилитель перестает отвечать предъявленным к нему требованиям, например, коэффициент усиления из-за старения ламп снизился настолько, что ламповый вольтметр, в состав которого входит усилитель, дает неверные показания.

Для обеспечения надежной, безотказной работы усилителя в течение длительного времени необходимо принимать меры для уменьшения вероятности как внезапных, так и постепенных отказов, что достигается различными способами.

Чем меньше в усилителе деталей, чем выше надежность каждой детали, тем выше надежность усилителя и меньше вероятность выхода его из строя за данный отрезок времени. Поэтому при конструировании высоконадежных усилителей применяют детали высокой надежности и наиболее простые схемы с наименьшим количеством деталей.

Надежность деталей, а следовательно и усилителя, в котором эти детали применены, можно повысить облегчением режима работы деталей — уменьшением выделяемой на резисторах мощности, снижением максимального напряжения на коллекторе транзистора и т. д.; такие меры сильно уменьшают возможность выхода детали из строя тем самым увеличивая срок ее службы.

Вторым способом повышения надежности деталей усилителя является их тренировка; так как одной из наименее надежных деталей усилителя являются усилительные элементы, их до установки в усилитель заставляют работать в тяжелом режиме несколько десятков (а иногда и сотен) часов, после чего проверяют их параметры. Те усилительные элементы, которые после тренировки не изменили заметно свои параметры, обладают повышенной надежностью и могут быть использованы в высоконадежной аппаратуре.

Одним из способов борьбы с постепенными отказами является использование в усилителе схем, свойства которых мало изменяются при изменении электрических данных деталей, т. е. схем с высокой стабильностью показателей; примером таких схем являются схемы с глубокой отрицательной обратной связью. Однако не нужно забывать, что глубокая отрицательная связь сильно снижает коэффициент усиления схемы, и для его восстановления может потребоваться добавление усилительных каскадов, что понизит надежность устройства.

Если наиболее надежные детали и наиболее стабильные схемы не могут обеспечить нужной надежности работы усилителя, надежность можно повысить при помощи дублирования (резервирования); при выходе из строя усилителя на его место автоматически включается предусмотренный для этой цели резервный усилитель. Такой способ применяется лишь в исключительных случаях, так как приводит к большому увеличению размеров, веса и стоимости аппаратуры.

Одним из наиболее очевидных способов повышения надежности усилительной, а также и вообще электронной аппаратуры, является повышение надежности используемых в ней деталей; над этим в настоящее время ведется большая работа.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ СИГНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И КОРРЕКТИРУЮЩИХ ДРОССЕЛЕЙ

10-1. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ СИГНАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Конструктивный расчет сигнальных трансформаторов, предназначенных для трансформирования электрических сигналов, производят по данным, полученным из электрического расчета (индуктивности первичной обмотки, индуктивности рассеяния, омическому сопротивлению обмоток, коэффициенту трансформации и т. п.). В конструктивный расчет входят: выбор конструкции трансформатора, магнитного материала для его сердечника, выбор или расчет размеров сердечника, расчет числа витков обмоток и выбор провода для них, расчет размещения обмоток. После конструктивного расчета обычно производят уточнение электрических данных трансформатора по данным конструктивного расчета.

Выбор конструкции и сердечника трансформатора

Для сигнальных трансформаторов используют те же конструкции, что и для силовых, а именно: броневую, стержневую, тороидальную.

Броневые трансформаторы (рис. 10-1, *а*) имеют только одну катушку с обмотками; они наиболее просты и дешевы в производстве. Поэтому сигнальные трансформаторы малой и средней мощности (до нескольких сотен ватт) обычно делают броневого типа. Недостатками броневых трансформаторов являются: высокая чувствительность к наводкам от внешних полей и большая индуктивность рассеяния.

Стержневые трансформаторы с двумя катушками (рис. 10-1, *б*) вследствие большей поверхности имеют лучшее охлаждение обмоток и меньшую индуктивность рассеяния. Такой трансформатор позволяет обеспечить высокую симметричность двухтактного каскада; он менее чувствителен к внешним магнитным полям из-за компенсации наведенной в одной катушке э. д. с. другой катушкой. По этим причинам сигнальные трансформаторы большой мощности (порядка киловатта и выше) обычно делают стержневыми.

Стержневые трансформаторы с двумя катушками также иногда используют для входных трансформаторов с очень малым уровнем сигнала вследствие низкой чувствительности к внешним полям.

Тороидальные трансформаторы (рис. 10-1, *в*) почти нечувствительны к внешним магнитным полям и почти не имеют внешнего магнитного потока рассеяния; однако вследствие сложности и дороговизны изготовления тороидальную конструкцию применяют для сигнальных трансформаторов очень редко.

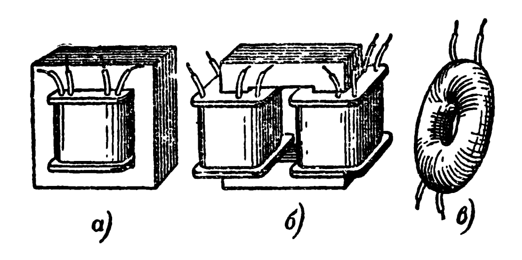


Рис. 10-1. Трансформаторы.

а — броневой; *б* — стержневой; *в* — тороидальный.

Для уменьшения потерь энергии сигнала в сердечнике последний обычно делают из прокатанного в листы или ленту магнитного материала.

Простым и широко распространенным способом изготовления сердечника трансформатора из листового магнитного материала является сборка его из штампованных пластин.

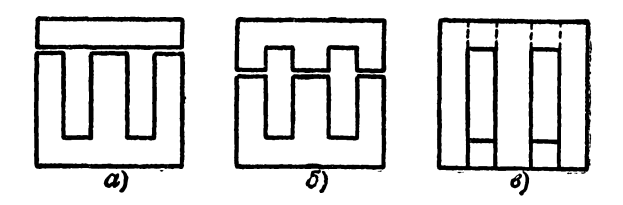


Рис. 10-2. Пластины для сборки сердечника броневого трансформатора.

а — Ш-образная пластина и перекрышка; *б* — длинная и короткая Ш-образная пластины, *в* — две одинаковые Ш-образные пластины.

Сердечник трансформатора обычно делают прямоугольного сечения. Для броневых трансформаторов его собирают из Ш-образных пластин и перекрышек (рис. 10-2, *а*), двух типов Ш-образных пластин (рис. 10-2, *б*) или Ш-образных пластин одного типа без перекрышек (для миниатюрных конструкций, рис. 10-2, *в*). В сердечни-

ках без немагнитного зазора сборку пластин производят вперекрышку, вставляя Ш-образную пластину поочередно с одной и с другой стороны. Заполнив все отверстие катушки, вставляют в оставшиеся щели второй тип пластин или перекрышки, если они имеются.

При сборке сердечника с немагнитным зазором, необходимым при постоянном подмагничивании сердечника в несколько ампер-

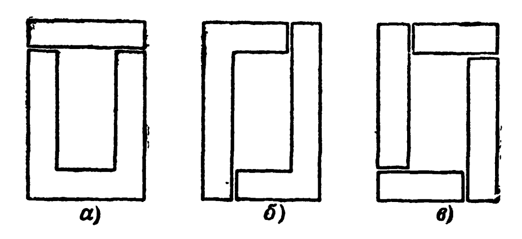


Рис. 10-3. Пластины для сборки сердечника стержневого трансформатора.

а — П-образная пластина и перекрышка; *б* — две Г-образные пластины; *в* — полосы двух типов.

витков на сантиметр и выше, в катушку с одной стороны вставляют пластины одного типа, а с другой стороны прикладывают пластины другого типа, проложив между обеими частями сердечника немагнитную прокладку, устанавливающую нужную величину зазора.

Сердечник небольших стержневых трансформаторов обычно собирают из одинаковых Г-образных пластин, П-образных пластин и

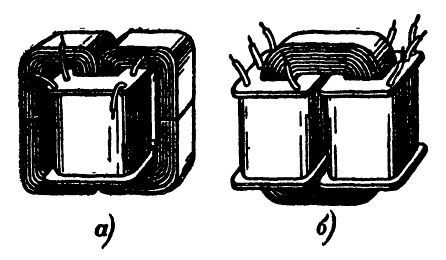


Рис. 10-4. Трансформаторы с витым сердечником.

а — броневой; *б* — стержневой.

перекрышек или из полос (рис. 10-3). Сердечник больших стержневых трансформаторов обычно делают ступенчатого сечения, собирая его из полос различных размеров. При работе стержневого трансформатора с сильным постоянным подмагничиванием его сердечник также собирают с немагнитным зазором.

Сборка сердечника из пластин проста при толщине магнитного материала не ниже 0,2—0,3 *мм*. При очень тонком магнитном материале сердечник удобнее навивать из ленты; перед навивкой ленту из магнитного материала покрывают огнеупорным склеивающим и

изолирующим составом. Навитое кольцо распиливают пополам и отжигают для снятия внутренних напряжений. В катушку броневого трансформатора вставляют два таких кольца, а в катушки стержневого одно (рис. 10-4). При материале, имеющем более высокие магнитные свойства в определенном направлении (например, сталь Э310 и др.), применение витых сердечников целесообразно и при толщине материала больше 0,2 *мм*.

Среднюю длину магнитной силовой линии сердечника l_c, входящую в формулы конструктивного расчета трансформатора, можно найти по следующим формулам:

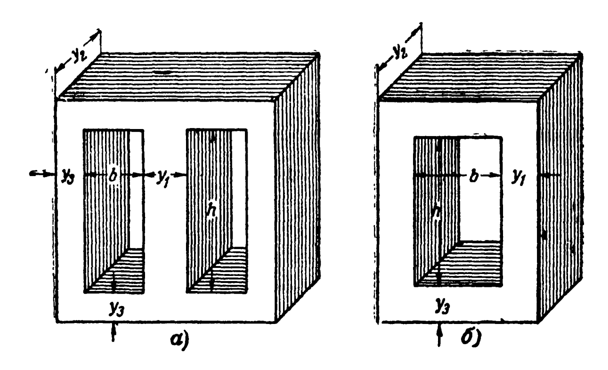


Рис. 10-5. Обозначения размеров броневого (*а*) и стержневого (*б*) сердечников.

для броневого сердечника с неодинаковым сечением вдоль магнитной силовой линии ($y_3 > 0{,}5\, y_1$, рис. 10-5, *а*)

$$l_c \approx h + \frac{y_1}{y_3}(0{,}5h + b + 1{,}18y_3 + 0{,}19y_1); \qquad (10\text{-}1)$$

для броневого сердечника с одинаковым сечением ($y_3 = 0{,}5\, y_1$)

$$l_c \approx 2h + 2b + 1{,}57\, y_1; \qquad (10\text{-}2)$$

для стержневого сердечника с неодинаковым сечением ($y_3 > y_1$, рис. 10-5, *б*)

$$l_c \approx 2h + \frac{y_1}{y_3}[2b + 1{,}57\,(y_1 + y_3)]; \qquad (10\text{-}3)$$

для стержневого сердечника с одинаковым сечением ($y_3 = y_1$)

$$l_c \approx 2h + 2b + 3{,}14y_1. \qquad (10\text{-}4)$$

Сигнальные трансформаторы малой и средней мощности не нуждаются в изоляции пластин сердечника друг от друга; пленка окисла на пластинах является здесь достаточной изоляцией. В сигнальных трансформаторах большой мощности — с напряжением сигнала на один виток обмотки порядка нескольких десятых вольта и более — пластины следует покрывать с одной стороны тонким и прочным слоем изолирующего состава.

Чистое сечение магнитного материала сердечника в катушке трансформатора q_c, также входящее в формулы конструктивного расчета, при прямоугольном сечении сердечника определяют по формуле

$$q_c = y_1 y_2 k_c, \tag{10-5}$$

где k_c — коэффициент заполнения площади сечения сердечника, зависящий от толщины магнитного материала, способа его прокатки и других факторов. Значения k_c для сердечников, собранных из пластин, даны в табл. 10-1; для витых сердечников k_c на 1—3% выше значений, указанных в таблице для материалов холодной прокатки без изоляции.

Магнитный материал для сердечника выбирают в соответствии с типом трансформатора и предъявляемыми к нему конструктивными и экономическими требованиями.

Для трансформаторов малой мощности (десятые или сотые доли ватта и ниже) малогабаритной или переносной аппаратуры, где необходим наименьший вес и размеры, при отсутствии постоянного подмагничивания сердечника (отсутствии постоянной составляющей тока в обмотках) наилучшим материалом для сердечника является пермаллой с содержанием никеля 78—80% (например, Н80ХС, Н79М4 и др.), обладающий наивысшей магнитной проницаемостью из выпускаемых промышленностью магнитных материалов.

Для таких же трансформаторов, но работающих с постоянным подмагничиванием (с постоянной составляющей тока в одной или обеих обмотках), наилучшим материалом является пермаллой с содержанием никеля 45—50% (например, Н45, Н50ХС и др.), имеющий наивысшую магнитную проницаемость из употребительных магнитных материалов при наличии постоянного подмагничивания.

Таблица 10-1

Значения коэффициента заполнения для сердечников, собранных из пластин

Пластины	Магнитные материалы горячей прокатки (сталь Э42 и др.) при толщине пластин, *мм*				Магнитные материалы холодной прокатки (пермаллой, сталь Э310 и др.) при толщине пластин, *мм*				
	0,5	0,35	0,2	0,1	0,5	0,35	0,2	0,1	0,05
	Значения k_c								
Без изоляции	0,93	0,89	0,82	0,72	0,97	0,95	0,93	0,88	0,75
С лаковой изоляцией	0,92	0,88	0,8	0,7	0,96	0,94	0,91	0,86	0,72

Для трансформаторов малой мощности стационарной аппаратуры, где необходима наименьшая стоимость трансформатора, а не его вес и размеры, при отсутствии постоянного подмагничивания сердечника наилучшим материалом является трансформаторная сталь с высокой магнитной проницаемостью в слабых полях марки

Э46. Немного худшие результаты для таких трансформаторов дает применение холоднокатаных сталей марок Э310—Э330. При отсутствии указанных сталей здесь можно использовать и трансформаторную сталь марок Э42 или Э43, но при этом размеры, вес и стоимость трансформатора будут немного больше.

Для таких же трансформаторов, но с постоянным подмагничиванием сердечника почти равноценными в отношении стоимости трансформатора оказываются холоднокатаные стали марок Э310—Э330 и стали марок Э42 и Э43; однако размеры и вес трансформатора при стали Э42 и Э43 получаются немного больше.

Для трансформаторов средней и большой мощности (выше нескольких ватт) во всех случаях наименьшие размеры, вес и стоимость трансформатора получаются при использовании для сердечника холоднокатаной стали марок Э310—Э330. Применение сталей Э42 и Э43 здесь также допустимо, но при них вес и стоимость трансформатора немного возрастают и увеличивается индуктивность рассеяния

Толщину пластин сердечника выбирают в соответствии с низшей рабочей частотой трансформатора, сортом магнитного материала и размерами сердечника. Для трансформаторов звуковых частот с сердечником из трансформаторной стали и низшей частотой не выше 100—200 *гц* толщину пластин берут порядка 0,35—0,5 *мм*; при более высокой низшей рабочей частоте толщину пластин берут меньше. В трансформаторах звуковых частот с сердечником из пермаллоя толщину пластин обычно берут в пределах 0,15—0,35 *мм*, применяя тем более тонкий материал, чем выше низшая частота, чем больше магнитная проницаемость материала и чем меньше размеры сердечника.

Размеры сердечника для трансформатора выбирают по двум коэффициентам: коэффициенту A, определяемому отношением индуктивности первичной обмотки L_1 к ее омическому сопротивлению r_1, и коэффициенту D, определяемому допустимой индукцией в сердечнике $B_{m\text{н}}$ на низшей рабочей частоте.

Значения A и D для трансформатора, работающего в режиме A, находят по формулам

$$A = \frac{(1+c)\,L_1}{\mu\, r_1};\quad D = \frac{1 + c\,\eta_{\text{тр}}}{B_{m\text{н}}\, f_{\text{н}}}\sqrt{\frac{P_2}{c\,\eta_{\text{тр}}\,(1-\eta_{\text{тр}})}}. \qquad (10\text{-}6)$$

Для трансформатора с первичной обмоткой, работающей в режиме В, и вторичной, работающей в режиме А (выходные трансформаторы каскадов мощного усиления, работающих в режиме В)

$$A = \frac{3{,}41 L_{1\text{п}}}{\mu\, r_{1\text{п}}};\quad D = \frac{1 + 1{,}41\eta_{\text{тр}}}{B_{m\text{н}}\, f_{\text{н}}}\sqrt{\frac{P_2}{\eta_{\text{гр}}\,(1-\eta_{\text{тр}})}}. \qquad (10\text{-}7)$$

Для трансформатора с первичной обмоткой, работающей в режиме А, и вторичной, работающей в режиме В (входные трансформаторы транзисторных каскадов мощного усиления, работающих в режиме В)

$$A = \frac{2{,}41 L_1}{\mu\, r_1};\quad D = \frac{1{,}41 + \eta_{\text{тр}}}{B_{m\text{н}}\, f_{\text{н}}}\sqrt{\frac{P_2}{\eta_{\text{тр}}\,(1-\eta_{\text{тр}})}}. \qquad (10\text{-}8)$$

В формулах (10-6)—(10-8) L_1 и r_1 — индуктивность и омическое сопротивление первичной обмотки трансформатора; $L_{1п}$ и $r_{1п}$ — индуктивность и омическое сопротивление половины первичной обмотки; c — отношение r_1 к r'_2, входящее в формулы (5-31); $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора; P_2 — мощность, отдаваемая трансформатором в нагрузку; $B_{mн}$ и $f_н$ — амплитуда переменной составляющей магнитной индукции в сердечнике (в гауссах) и низшая рабочая частота трансформатора (в герцах); μ — магнитная проницаемость материала сердечника для переменной составляющей магнитного потока.

При расчете A значение μ для трансформаторов малой мощности без подмагничивания сердечника берут равным начальной магнитной проницаемости примененного материала $\mu_н$, указанной в табл. 10-2. Для трансформаторов средней и большой мощности (несколько ватт и выше), работающих без подмагничивания, значение μ берут из графика рис. 10-6 для индукции в сердечнике, равной $B_{mн}/Д_с$, где $Д_с$ — расчетное значение динамического диапазона сигнала; значение $B_{mн}$ берут из табл. 10-3. Для трансформаторов малой, средней и большой мощности, работающих с подмагничиванием сердечника, в формулы (10-6)—(10-8) вместо μ подставляют приближенное значение эквивалентной начальной проницаемости $\mu_{э\,н.п}$ с учетом оптимального немагнитного зазора, найденное из графика рис. 10-7 по рассчитанной предварительно величине произведения LI^2_0, где L — индуктивность, *гн*, а I_0 — постоянная составляющая тока обмотки, вызывающей подмагничивание сердечника, *а*.

При расчете значения D по формулам (10-6)—(10-8) величину $B_{mн}$ берут из табл. 10-3, а значения c и $\eta_{тр}$ подставляют принятые при электрическом расчете трансформатора.

Таблица 10-2

Начальная проницаемость некоторых магнитных материалов

Материал	$\mu_н$
Трансформаторные стали горячего проката марок Э42 и Э43	400
То же холодного проката марок Э310—Э330	500
Трансформаторная сталь с повышенной проницаемостью марки Э46	600
Низконикелевый пермаллой (45—50% никеля) толщиной 0,2—0,35 *мм*	2 500
То же толщиной 0,1—0,15 *мм*	2 000
Высоконикелевый пермаллой (78—80% никеля) толщиной 0,15—0,35 *мм*	10 000—15 000

Найдя по формулам (10-6)—(10-8) значения A и D для рассчитываемого трансформатора, по таблицам данных нормализованных сердечников (стр. 366—367) выбирают сердечник наименьшей стоимости или наименьшего веса, в зависимости от предъявляемых к трансформатору требований. Выбор сердечника производят так: по соответствующей таблице подбирают сердечник, имеющий A, наиболее близкое к найденному по формулам (10-6)—(10-8), а затем по этой же таблице подбирают сердечник, имеющий D, наиболее

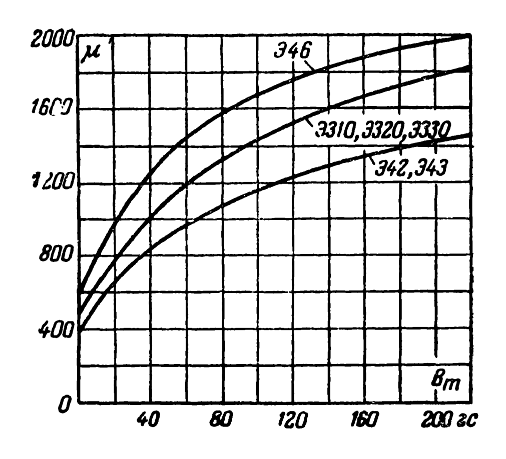


Рис. 10-6. Зависимость магнитной проницаемости от индукции для различных трансформаторных сталей.

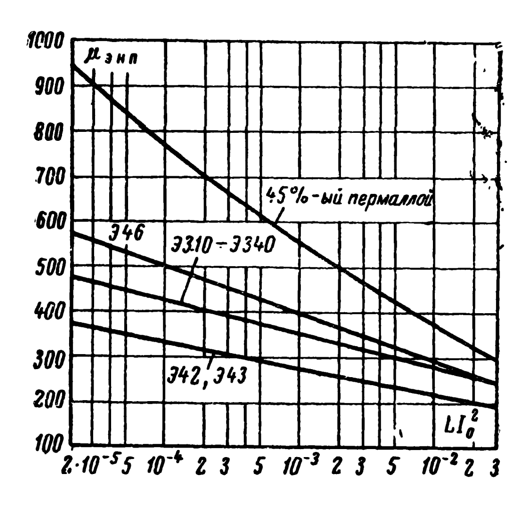


Рис. 10-7. Зависимость эквивалентной начальной магнитной проницаемости от произведения LI_0^2 для различных магнитных материалов.

Таблица 10-3

Допустимое значение амплитуды переменной составляющей индукции на низшей рабочей частоте для сигнальных трансформаторов

Материал сердечника и мощность трансформатора	$B_{m\text{н}}$, *гс*
Трансформатор малой мощности с сердечником из высоконикелевого пермаллоя . . .	1 000—1 500
То же с сердечником из низконикелевого пермаллоя	2 000—3 000
Трансформатор с сердечником из трансформатных сталей марок Э42, Э43:	
при мощности порядка 1 *вт*	5 000
» » » 10 *вт*	7 000
» » » 100 *вт*	9 000
» » » 1000 *вт*	10 000

Примечание. Для трансформаторов с сердечником из холоднокатаных сталей марок Э310—Э330 значение $B_{m\text{н}}$ допустимо на 15% выше, чем для сталей Э42, Э43.

близкое к найденному; из подобранных таким образом двух сердечников останавливаются на большем.

Для трансформаторов с емкостной нагрузкой и трансформаторов очень малой мощности с активной нагрузкой (0,01 *вт* и ниже) значение D можно не находить и выбирать сердечник нужного типа по таблице нормализованных сердечников, имеющий A, наиболее близкое к найденному.

Расчет числа витков обмоток и выбор провода для них

Число витков первичной обмотки рассчитывают как по необходимой ее индуктивности L_1 [формула (10-9а)], так и по допустимой переменной составляющей индукции в сердечнике $B_{m\text{н}}$ на низшей рабочей частоте $f_\text{н}$ [формула (10-9б)]:

$$w_1 = 8{,}92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 l_\text{c}}{\mu q_\text{c}}}; \qquad (10\text{-}9а)$$

$$w_1 = \frac{1{,}59 \cdot 10^7 U_{1m} (R_{\sim} - r_1)}{B_{m\text{н}} f_\text{н} q_\text{c} R_{\sim}}, \qquad (10\text{-}9б)$$

и останавливаются на большем числе витков, так как оно обеспечивает как необходимое значение L_1, так и допустимую индукцию в сердечнике. Значения l_c и q_c в формулы (10-9) подставляют взятые из таблицы нормализованных сердечников для выбранного сердечника; U_{1m} — максимальная расчетная амплитуда напряжения сигнала на первичной обмотке трансформатора в вольтах.

Значения μ и $B_{m\text{н}}$ в формулы (10-9) подставляют применявшиеся для расчета A и D. При расчете трансформатора с первичной об-

моткой, работающей в режиме B, в формулах (10-9) w_1, r_1, L_1, U_{1m} и $R_{\sim}$ заменяют на $w_{1п}$, $r_{1п}$, $L_{1п}$, $U_{1mп}$ и $R_{\sim п}$ и рассчитывают число витков половины первичной обмотки.

Если большее число витков получено по формуле (10-9а), и трансформатор работает с постоянным подмагничиванием, то найденное число витков уточняют, для чего определяют ампер-витки постоянного подмагничивания на сантиметр длины сердечника:

$$aw_0 = \frac{w_{пр} I_0 n_0}{l_с}, \qquad (10\text{-}10)$$

где $w_{пр}$ — приближенное число витков первичной обмотки, найденное при подстановке в формулу (10-9а) значения $\mu_{э\,п.п}$;

I_0 — постоянная составляющая тока обмотки, вызывающей подмагничивание, *а*;

$l_с$ — средняя длина магнитной силовой линии сердечника, взятая из таблицы нормализованных сердечников или рассчитанная по формулам (10-1)—(10-4), *см*;

$n_0 = w_0/w_1$ — коэффициент трансформации по отношению к обмотке, вызывающей подмагничивание.

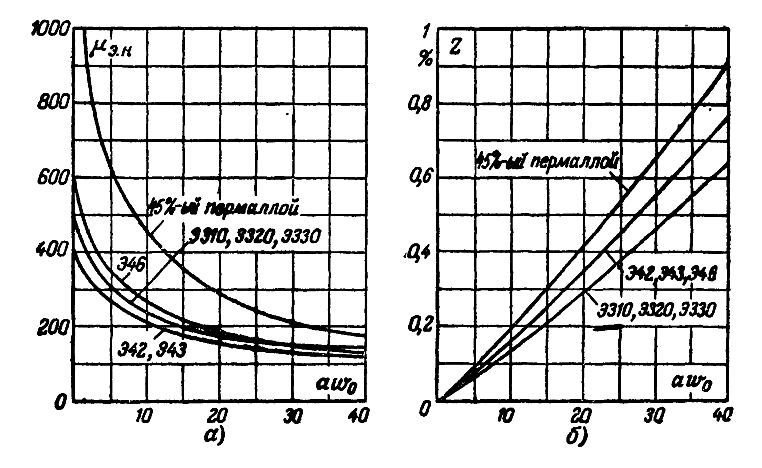


Рис. 10-8. Зависимость эквивалентной начальной проницаемости (*а*) и оптимального немагнитного зазора (*б*) от постоянного подмагничивания для различных магнитных материалов

Если подмагничивание вызывает первичная обмотка, то n_0 полагают равным единице. По найденному значению aw_0 из графиков рис. 10-8, *а* и *б* определяют точное значение эквивалентной начальной магнитной проницаемости $\mu_{э\,н}$ и величину оптимального немагнитного зазора z в процентах от $l_с$. Подставив точное значение $\mu_{э\,н}$ в формулу (10-9а) вместо $\mu_{э\,н\,п}$, находят точное число витков первичной обмотки, толщину немагнитной прокладки между обеими частями сердечника определяют из уравнения

$$\delta_z = \frac{z l_с}{200}. \qquad (10\text{-}11)$$

Число витков вторичной обмотки (или ее половины) находят по известному числу витков первичной и коэффициенту трансформации

$$w_2 = w_1 n; \; w_2 = w_{1п} n_п; \; w_{2п} = w_1 n_п. \qquad (10\text{-}12)$$

Первая из этих формул относится к трансформатору, работающему в режиме А, вторая — к трансформатору с первичной обмоткой в режиме В и вторичной в режиме А, третья — к трансформатору с первичной обмоткой в режиме А и вторичной в режиме В.

Обмотки трансформатора обычно наматывают из медного изолированного провода круглого сечения. Наиболее употребительным является провод с эмалевой изоляцией вследствие невысокой его стоимости и малой толщины изоляции, что приводит к хорошему заполнению окна сердечника медью и малым размерам, весу и стоимости трансформатора. В больших трансформаторах при диаметре провода выше 1 *мм* иногда используют провода с комбинированной эмалевой и одинарной хлопчатобумажной изоляцией (ПЭБО, ПЭЛБО) или двойной хлопчатобумажной изоляцией (ПБД), имеющие более толстое изоляционное покрытие с большей механической и электрической прочностью.

Расчет чистого (без изоляции) диаметра провода обмоток d (в миллиметрах) производят по найденному из электрического расчета омическому сопротивлению обмотки r (в омах), числу ее витков w и средней длине витка обмоток трансформатора l_0 (в сантиметрах):

$$d_{(мм)} = 0{,}015 \sqrt{\frac{w l_0}{r}}. \qquad (10\text{-}13)$$

Среднюю длину витка обмоток l_0, входящую в формулу (10-13), берут из таблицы нормализованных сердечников для выбранного сердечника или рассчитывают по формулам:

для броневого трансформатора

$$l_0 \approx 2y_1 + 2y_2 + 8\delta_к + 2{,}5b, \qquad (10\text{-}14)$$

где $\delta_к$ — толщина гильзы катушки, несущей обмотки;

для стержневого сердечника с двумя катушками

$$l_0 \approx 2y_1 + 2y_2 + 8\delta_к + 1{,}1\,b. \qquad (10\text{-}15)$$

Найдя по формуле (10-13) диаметры провода обмоток, подбирают по стандарту на обмоточные провода (приложение 3, стр. 364—365) ближайшие стандартные диаметры.

При расчете по формуле (10-13) для некоторых трансформаторов диаметр провода получается равным 0,02 *мм* и даже меньше. Такой провод очень трудно наматывать, так как он легко обрывается, а в присутствии влаги и напряжения между обмотками трансформатора быстро разрушается от коррозии. Поэтому при получении из формулы (10-13) слишком малого диаметра провода его следует увеличить; сердечник при этом возможно придется также увеличить, чтобы обмотки поместились в окне сердечника.

Для трансформаторов ламповых усилителей, имеющих напряжение между обмотками порядка сотен вольт и работающих в комнатных условиях, при пропитке обмоток изоляционным и влагозащитным составом и негерметизированной конструкции наименьшим допустимым диаметром провода для обмоток можно считать 0,05 *мм*. Для трансформаторов транзисторной аппаратуры, работающих в та-

ких же условиях, при напряжении между обмотками в несколько вольт или десятков вольт, наименьшим допустимым диаметром провода можно считать 0,03 *мм*. При работе трансформатора в тяжелых условиях (большие изменения температуры, высокая влажность, пониженное атмосферное давление и т. п.) применение таких диаметров допустимо лишь при герметизации трансформатора.

Расположение обмоток и расчет их размещения

В сигнальных трансформаторах обмотки обычно располагают одну над другой. У трансформаторов, свойства которых ухудшаются от влияния их собственной емкости (например, входные трансформа-

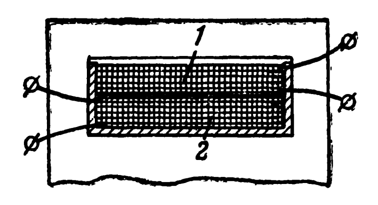


Рис. 10-9. Расположение обмоток входных и мощных выходных трансформаторов ламповых усилителей.

1 — обмотка с большим числом витков (вторичная у входного и первичная у выходного трансформатора); 2 — обмотка с меньшим числом витков.

Рис. 10-10. Расположение обмоток в двухтактном выходном трансформаторе невысокого качества, работающем в режиме А.

1 и 2 — половины анодных или коллекторных обмоток; 3 — вторичная обмотка.

торы ламповых усилителей с большим коэффициентом трансформации) обмотку с большим числом витков желательно располагать сверху, так как это уменьшает собственную емкость трансформатора. Анодную обмотку мощных выходных трансформаторов ламповых усилитей, работающих при высоком анодном напряжении, также удобно располагать сверху, так как это упрощает ее изолирование от вторичной обмотки и сердечника (рис. 10-9).

В выходных трансформаторах ламповых усилителей небольшой мощности, работающих на низкоомную нагрузку, при анодном напряжении в несколько сотен вольт тонкую первичную обмотку лучше помещать внутри, так как это уменьшает расход более дорогого тонкого провода; толстая вторичная обмотка, расположенная сверху, защищает катушку трансформатора от механических повреждений. Увеличение собственной емкости трансформатора, имеющее место при этом, на свойства каскада мощного усиления практически не влияет.

Для получения симметричных (одинаковых по величине и сдвинутых на 180° по отношению друг к другу) напряжений на половинах обмоток двухтактных трансформаторов применяют различные способы их намотки и расположения. Простейший вариант, не обеспечивающий симметрии выходных напряжений на верхних частотах, а поэтому применяемый только в ламповых усилителях невысокого качества, показан на рис. 10-10.

В двухтактных трансформаторах транзисторных усилителей, для получения симметрии плеч двухтактной обмотки и уничтожения индуктивности рассеяния между ее половинами, что важно при работе в режиме В, эту обмотку наматывают в два провода. Соединив после намотки конец одного провода с началом другого, получают среднюю точку обмотки; оставшиеся начало и конец являются крайними выводами двухтактной обмотки. При использовании провода с высокопрочной эмалевой изоляцией (ПЭВ, ПЭМ) такой способ намотки вполне пригоден для напряжений, имеющих место в транзисторных каскадах; получающаяся при этом очень большая собственная емкость обмотки не влияет на свойства трансформатора вследствие малого сопротивления его нагрузки. Уничтожение индуктивности рас-

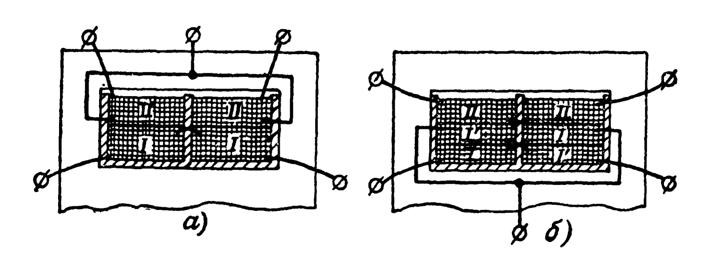


Рис. 10-11. Расположение обмоток в выходном трансформаторе двухтактного лампового каскада высокого качества.
а — при работе в режиме А; *б* — при работе в режиме В.

сеяния между половинами обмотки не только устраняет повышение коэффициента гармоник каскада на верхних частотах при работе в режиме В, но и снижает перенапряжения, появляющиеся из-за устанавливающихся процессов, что улучшает условия работы транзисторов и уменьшает возможность их пробоя.

В двухтактных трансформаторах ламповых усилителей высокого качества, где необходима симметрия половин двухтактной обмотки во всей полосе рабочих частот, половины обмотки располагают симметрично, разделяя катушку броневого трансформатора пополам (рис. 10-11). В выходном трансформаторе, работающем в режиме В, для уменьшения индуктивности рассеяния между половинами первичной обмотки и их симметрии каждую половину делят пополам и располагают в разных секциях каркаса (рис. 10-11, *б*).

Обмотки трансформатора обычно наматывают на каркас из пластмассы или прессшпана; толщину гильзы каркаса и его щек выбирают в соответствии с размерами трансформатора и напряжением между его обмотками (см. табл. 10-4).

Для уменьшения собственной емкости трансформатора и повышения его электрической прочности каркас можно разделить на несколько секций.

В трансформаторах средних размеров иногда применяют бескаркасную конструкцию катушки, при которой обмотки наматывают на гильзу из изоляционного материала, не имеющую щек. Для удержания витков, расположенных с краев катушки, на месте, при такой намотке через каждый слой провода обычно кладут бумажную прокладку.

Таблица 10-4

Минимальная толщина гильзы каркаса, щек, междуобмоточной изоляции и испытательное напряжение для сигнальных трансформаторов

Рабочее напряжение между обмотками, *в*	Испытательное напряжение, $в_{эфф}$	Толщина гильзы каркаса, *мм*	Толщина крайних щек, *мм*	Толщина средних щек, *мм*	Толщина междуобмоточной изоляции, *мм*
50	220	0,3	0,5	0,3	0,03—0,06
150	600	0,6	1	0,6	0,15—0,2
300	1 000	1	1,5	1	0,3—0,5
1000	3 000	1,5	3	1,5	1—1,5

Примечание. Если указанная в таблице толщина гильзы или щек не обеспечивает достаточной механической прочности катушки, ее увеличивают до необходимого значения.

Намотку обмоток трансформатора производят правильными рядами — виток к витку, или беспорядочно — вразброс. Намотка виток к витку (в слой) дает лучшее заполнение сечения обмоток проводом и при введении после каждого слоя изолирующей бумажной прокладки имеет повышенную надежность. Однако намотка в слой является более трудоемкой, а при проводе 0,1 *мм* и тоньше с прокладками через каждый слой занимает больше места. Поэтому при диаметре провода порядка 0,1 *мм* и ниже намотку обмоток обычно производят вразброс.

При проводе с простой эмалевой изоляцией (марок ПЭ, ПЭЛ) и намотке вразброс для уменьшения возможности образования короткозамкнутых витков, снижающих к. п. д. трансформатора и коэффициент усиления каскада и искажающих его характеристики, в обмотки вводят несколько прокладок из тонкой бумаги. При проводе с высокопрочной эмалевой изоляцией (ПЭВ, ПЭМ) прокладки в обмотки вводить не нужно.

При диаметре провода 0,3 *мм* и выше намотку производят в слой, так как при толстом проводе это не вызывает затруднений.

Между обмотками трансформатора обычно имеется напряжение источника анодного (коллекторного) питания. Для предотвращения возможности его короткого замыкания между обмотками вводят изоляционную прокладку из бумаги, пластмассы, лакоткани или другого изолирующего материала, толщина прокладки зависит от напряжения между обмотками. После намотки обмоток испытывают электрическую прочность междуобмоточной изоляции, приложив между обмотками переменное напряжение, величину которого выбирают в зависимости от рабочего напряжения трансформатора. Необходимая толщина междуобмоточной изоляции и испытательное напряжение, прикладываемое как между обмотками, так и между каждой из обмоток и сердечником трансформатора, указаны в табл. 10-4.

Для проверки, поместятся ли обмотки на сердечнике, рассчитывают место, занимаемое обмотками, гильзой и изоляцией. Для этого находят чистую высоту намотки $h_н$, вычтя при бескаркасной намот-

ке из высоты окна сердечника h (рис. 10-5) с обеих сторон расстояние, оставляемое для предотвращения сползания крайних витков; это расстояние берут от 1 *мм* для миниатюрных трансформаторов (Ш-3) до 5 *мм* для больших (Ш-40). При намотке на каркас находят $h_н$, вычтя из расстояния между крайними щеками общую толщину средних щек, если они имеются.

После этого при намотке вразброс определяют занимаемую каждой из обмоток площадь Q:

$$Q_1 = \frac{d_{1из}^2 w_1}{k_{з1}}; \; Q_2 = \frac{d_{2из}^2 w_2}{k_{з2}}, \qquad (10\text{-}16)$$

где $d_{из}$ — диаметр провода обмотка с изоляцией;
w — число витков обмотки;
$k_з$ — коэффициент заполнения, зависящий от диаметра провода, его натяжения при намотке, формы сечения гильзы, на которую наматывают обмотки, и других факторов.

Средние значения $k_з$ для намотки на гильзу прямоугольного сечения и различных диаметров провода даны в табл. 10-5. При стержневом трансформаторе с двумя катушками в формулу (10-16) подставляют половину числа витков обмоток.

Таблица 10-5

Коэффициент заполнения площади сечения обмотки проводом при намотке на гильзу прямоугольного сечения

Диаметр провода без изоляции, *мм*	$k_з$ при намотке вразброс без прокладок	$k_з$ при намотке вразброс с прокладками из тонкой бумаги
0,03	0,65	0,5
0,05	0,68	0,53
0,1	0,72	0,62
0,2	0,75	0,7
0,3	0,8	0,75

Толщину намотки обмоток a находят, поделив площадь сечения обмотки Q на чистую высоту намотки $h_н$:

$$a_1 = \frac{Q_1}{h_{н1}}; \; a_2 = \frac{Q_2}{h_{н2}}. \qquad (10\text{-}17)$$

При намотке в слой находят число витков первичной и вторичной обмоток в слое из выражения

$$w_{1сл} = \frac{h_{н1}}{d_{1из}}; \; w_{2сл} = \frac{h_{н2}}{d_{2из}}, \qquad (10\text{-}18)$$

а затем определяют число слоев первичной p_1 и вторичной p_2 обмоток:

$$p_1 = \frac{w_1}{w_{1сл}}; \quad p_2 = \frac{w_2}{w_{2сл}}, \tag{10-19}$$

где w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток.

При стержневом трансформаторе с двумя катушками в формулы (10-19) подставляют половину числа витков каждой из обмоток.

Толщину обмоток при намотке в слой рассчитывают по формулам

$$\left.\begin{aligned} a_1 &= (1,2 \div 1,4)\,[p_1 d_{1из} + \delta_{1пр}(p_1 - 1)]; \\ a_2 &= (1,2 \div 1,4)\,[p_2 d_{2из} + \delta_{2пр}(p_2 - 1)], \end{aligned}\right\} \tag{10-20}$$

где $\delta_{1пр}$ и $\delta_{2пр}$ — толщина бумажных прокладок между слоями первичной и вторичной обмоток, которую берут порядка 0,2 диаметра провода обмотки, но не тоньше 0,01 *мм* и не толще 0,15 *мм* (при намотке без прокладок $\delta_{пр}$ считают равным нулю).

Числовой коэффициент в простых скобках формул (10-20), учитывающий выпучивание провода на плоской стороне гильзы, берут от 1,2 при толстом проводе и квадратном сечении сердечника до 1,4 при тонком проводе и $y_2 > y_1$. Найдя a_1 и a_2, определяют толщину катушки a как сумму толщины обмоток, толщины гильзы каркаса $\delta_к$ и суммарной толщины междуобмоточной изоляции $\Delta_и$:

$$a = a_1 + a_2 + \delta_к + \Delta_и. \tag{10-21}$$

Если найденная из (10-21) толщина катушки лежит в пределах от 0,7 *b* до 0,95 *b* для броневого трансформатора, и в пределах от 0,35 *b* до 0,47 *b* для двухкатушечного стержневого трансформатора, то сердечник выбран правильно. Если толщина катушки превышает 0,95 *b* при броневой конструкции и 0,47 *b* при стержневом трансформаторе, то следует взять сердечник большего размера, добиваясь того, чтобы толщина катушки лежала в указанных пределах. Если же толщина катушки получается меньше указанной, то сердечник велик; его следует заменить на меньший и вновь рассчитать трансформатор, добиваясь нормального размещения обмоток.

После расчета размещения обмоток трансформатора находят его индуктивность рассеяния (в генри) по выражению

$$L_s = \frac{k l_0 w_1^2 (a_1 + a_2 + 3\Delta_и)}{10^8 (h_{н1} + h_{н2})}, \tag{10-22}$$

где k — числовой коэффициент, равный 0,7 при намотке одной обмотки поверх другой (рис. 10-9) и равный 0,2 при вмотке одной обмотки в другую,

l_0 — средняя длина витка трансформатора, *см*, взятая из таблицы сердечников для выбранного сердечника или рассчитанная по выражениям (10-14) и (10-15);

$\Delta_и$ — суммарная толщина междуобмоточных изоляционных прокладок, *см*;

$h_{н1}$ и $h_{н2}$ — высота намотки первичной и вторичной обмоток, *см*.

Формула (10-22) относится к броневому трансформатору, при расчете индуктивности рассеяния двухкатушечного стержневого трансформатора, на каждой из катушек которого расположена по-

ловина первичной и половина вторичной обмотки, в (10-22) подставляют половину числа витков первичной обмотки и полученный результат удваивают.

Если при $k=0{,}7$ полученная из формулы (10-22) индуктивность рассеяния меньше или равна индуктивности рассеяния, найденной из электрического расчета, то трансформатор делают с нечередующейся намоткой, т. е. одну обмотку располагают над другой. Если же полученная индуктивность рассеяния значительно больше найденной из электрического расчета, то одну из обмоток делят пополам и помещают другую обмотку между этими половинами. Это уменьшает индуктивность рассеяния трансформатора более чем в 3 раза, так как значение k при этом становится равным 0,2, но вдвое увеличивается толщина междуобмоточной изоляции.

При необходимости небольшого изменения индуктивности рассеяния трансформатора можно изменить толщину изоляции между обмотками; при чередующейся намотке разделенную обмотку для этой цели делят на неодинаковые части[1].

После окончания расчета размещения обмоток можно уточнить их омическое сопротивление, найдя точные значения средней длины витка первичной и вторичной обмоток по эскизу разреза катушки трансформатора перпендикулярно ее оси, вычерченному в масштабе. При построении частотной характеристики и расчете коэффициентов частотных искажений на высшей и низшей частоте для каскада с рассчитанным конструктивно трансформатором пользуются значениями L_1 и L_S, найденными по конструктивным данным; величину L_S находят по формуле (10-22), пользуясь эскизом разреза катушки, а L_1 (в генри) определяют по выражению

$$L_1 = \frac{1{,}26\,\mu\, q_c w_1^2}{10^8\, l_c}; \qquad (10\text{-}23)$$

в которое все размеры подставляют в сантиметрах; значение μ берут то, которое использовалось для расчета числа витков первичной обмотки.

10-2. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ДРОССЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИИ

Дроссели высокочастотной коррекции конструктивно выполняют в виде однослойной (реже — многослойной) катушки, наматываемой на трубке из пластмассы или другого изолирующего материала; для транзисторных усилителей с малогабаритными деталями диаметр трубки берут 3—4 *мм*, а для ламповых усилителей 4—6 *мм*. Для подгонки характеристики каскада к расчетной дроссели обычно снабжают цилиндрическим подстроечным сердечником из высокочастотного магнитного материала (например, карбонильного железа), перемещаемого в катушке дросселя с помощью винта (рис. 10-12). Размеры сердечника берут такими, чтобы при полном введении в катушку он увеличивал ее индуктивность в 1,5—2 раза; при этом расчет числа витков дросселя производят, исходя из индуктивности, в 1,25—1,5 раза меньшей найденной из расчета каскада

---

[1] Подробнее см. в книге Г. С. Цыкина «Трансформаторы низкой частоты», стр. 316—318, Связьиздат, 1955.

Для однослойных дросселей высокочастотной коррекции применяют провод с эмалевой (ПЭЛ, ПЭВ) или шелк-эмалевой (ПЭЛШО) изоляцией. Диаметр провода дросселя определяется только его механической прочностью и удобством намотки. Длину намотки l обычно берут от 1,2 до 2,5 диаметров дросселя d.

Расчет числа витков однослойного дросселя производят по выражению

$$w = \frac{6,7}{d} \sqrt{L\,(d + 2,22l)}\,, \qquad (10\text{-}24)$$

где L — индуктивность дросселя, *мкгн*;
l и d — размеры дросселя, *см*.

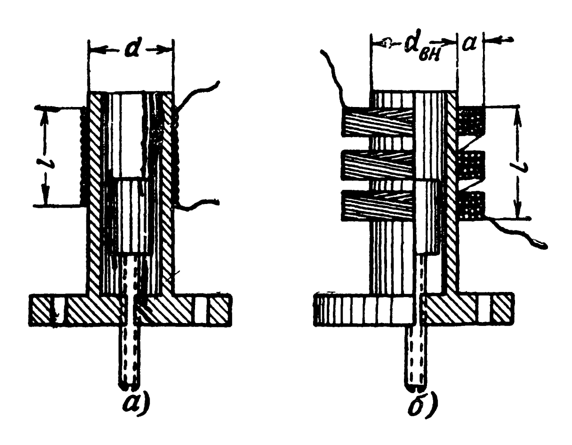


Рис. 10-12. Конструкция дросселей высокочастотной коррекции.
а — однослойного; *б* — многослойного.

Найдя число витков, определяют необходимый диаметр провода с изоляцией (в миллиметрах):

$$d_{из} = \frac{10l}{w}\,, \qquad (10\text{-}25)$$

после чего останавливаются на ближайшем стандартном диаметре, уточняют длину намотки l и, подставив уточненную длину в формулу (10-24), определяют число витков более точно.

Если при расчете по формуле (10-25) диаметр провода с изоляцией получается меньше 0,07—0,08 *мм*, то однослойный дроссель будет иметь недостаточную механическую прочность; в этом случае дроссель делают многослойным.

Для намотки многослойных дросселей наилучшим является провод с шелк-эмалевой изоляцией, дающей небольшую собственную емкость дросселя и не образующей короткозамкнутых витков. Можно использовать также и провод с высокопрочной эмалевой изоляцией, но при нем собственная емкость дросселя будет больше.

Для уменьшения собственной емкости многослойных дросселей высокочастотной коррекции их обмотку делят на 3—8 соединенных последовательно секций, наматываемых в слой или вразброс на круглый каркас из изоляционного материала с отверстием для подстроечного сердечника (рис. 10-12, *б*). Еще меньшую емкость дает намотка секций способом «универсаль» на такую же трубку, как для однослойного дросселя.

Выбрав наружный диаметр трубки (внутренний диаметр намотки) $d_{вн}$ на основании тех же соображений, что и для однослойного дросселя, задаются толщиной намотки a порядка 0,3—0,6 $d_{вн}$, длиной намотки l порядка 1,5—3 $d_{вн}$ и находят необходимое число витков многослойного дросселя:

$$w = \frac{6,12}{d_{вн} + a} \sqrt{L\,(d_{вн} + 3l + 4,33a)}\,, \qquad (10\text{-}26)$$

где L — расчетная индуктивность дросселя, *мкгн*; $d_{вн}$, a и l — размеры дросселя, *см*.

Формула (10-26) дает хорошую точность, если расстояние между секциями дросселя много меньше ширины самой секции; в противном случае число витков получается немного завышенным.

Найдя число витков многослойного дросселя по формуле (10-26), подбирают марку провода и его диаметр по стандарту на обмоточные провода таким образом, чтобы обмотка уместилась в выбранные размеры. Уточнив размеры обмотки и подставив уточненные значения в формулу (10-26), находят число витков более точно.

10-3. ПРИМЕРЫ КОНСТРУКТИВНОГО РАСЧЕТА

Пример 10-1. Произведем конструктивный расчет выходного трансформатора для транзисторного двухтактного оконечного каскада стационарного усилителя звуковых частот с выходной мощностью $P_2 = 10$ *вт*, работающего в режиме В.

Электрические данные каскада и трансформатора следующие: напряжение питания $E_к = 12$ *в*; амплитуда выходного напряжения плеча $U_{1mп} = 11,6$ *в*; омическое сопротивление плеча первичной обмотки $r_{1п} = 0,55$ *ом*; омическое сопротивление вторичной обмотки $r_2 = 0,86$ *ом*; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр} = 0,83$; коэффициент трансформации плеча $n_п = 1,47$; сопротивление нагрузки плеча $R_{к\sim п} = 5,57$ *ом*; низшая рабочая частота $f_н = 100$ *гц*; необходимая индуктивность половины первичной обмотки $L_{1п} = 0,016$ *гн*; допустамая индуктивность рассеяния плеча $L_{sп} = 0,001$ *гн*; индуктивность рассеяния между половинами первичной обмотки для снижения перенапряжений на транзисторах должна практически отсутствовать.

Так как трансформатор двухтактный и постоянного подмагничивания не имеет, берем для сердечника трансформаторную сталь марки Э310, Э320 или Э330 толщиной 0,35—0,5 *мм*, что допустимо для низшей частоты 100 *гц*. Согласно табл. 10-3 и примечанию к ней для мощности 10 *вт* при стали Э310—Э330 возьмем индукцию в сердечнике, равную 8 000 *гс*. Взяв для звуковой передачи динамический диапазон сигнала $Д_с = 100$, найдем, что индукция на низшей частоте при минимальном сигнале составит $\frac{8\,000}{100} = 80$ *гс*; из графика на рис.

10-6 находим, что стали Э310—Э330 при $B_m=80$ *гс* имеют $\mu=1300$. Отсюда по формулам (10-7) найдем A и D:

$$A=\frac{3{,}14\cdot 0{,}016}{1\,300\cdot 0{,}55}=7{,}63\cdot 10^{-5};$$

$$D=\frac{1+1{,}41\cdot 0{,}83}{8\,000\cdot 100}\sqrt{\frac{10}{0{,}83(1-0{,}83)}}=2{,}28\cdot 10^{-5}.$$

Так как усилитель стационарный, сердечник для трансформатора берем наименьшей стоимости. В приложении *2* находим, что одинаково близкими по значению A к найденной величине являются сердечники Ш10×20, имеющий $A=7{,}2\cdot 10^{-5}$ и Ш12×12, имеющий $A=8{,}0\cdot 10^{-5}$, по значению D ближайшим является сердечник Ш14×21, имеющий $D=2{,}1\cdot 10^{-5}$.

Остановившись на большем сердечнике, т. е. на Ш14×21, у которого $q_c=2{,}7$ *см*²; $l_c=7{,}92$ *см*, $l_0=9{,}64$ *см*; $h=25$ *мм*; $b=9$ *мм*, найдем по формулам (10-9) число витков плеча первичной обмотки трансформатора:

$$w_{1п}=8{,}92\cdot 10^3\sqrt{\frac{0{,}016\cdot 7{,}92}{1\,300\cdot 2{,}7}}=53{,}5\approx 54 \text{ витка};$$

$$w_{1п}=\frac{1{,}59\cdot 10^7\cdot 11{,}6\,(5{,}57-0{,}55)}{8\,000\cdot 100\cdot 2{,}7\cdot 5{,}57}=77 \text{ витков}.$$

Взяв из найденных значений большее, т. е. 77 витков, определяем, что вторичная обмотка должна иметь $w_2=w_{1п}n_п=77\cdot 1{,}47=113$ витков Диаметр проводов первичной и вторичной обмоток найдем по формуле (10-13)

$$d_1=0{,}015\sqrt{\frac{77\cdot 9{,}64}{0{,}55}}=0{,}55 \text{ мм};$$

$$d_2=0{,}015\sqrt{\frac{113\cdot 9{,}64}{0{,}86}}=0{,}533 \text{ мм}.$$

Из таблицы обмоточных проводов (приложение 1) для первичной обмотки выбираем медный провод диаметром 0,55 *мм* с высокопрочной эмалевой изоляцией марки ПЭВ-2, так как намотку первичной обмотки будем производить в два провода для уничтожения индуктивности рассеяния между ее половинами, что уменьшает перенапряжения и дополнительные нелинейные искажения в режиме В. Для вторичной обмотки из этой же таблицы подбираем ближайший к найденному диаметру провод 0,53 *мм* той же марки ПЭВ-2.

При длине каркаса на 0,5 *мм* меньше высоты окна сердечника h и толщине щек 2 *мм* чистая высота намотки обеих обмоток $h_{1н}=h_{2н}$ составит 25—0,5—2 · 2=20,5 *мм*; при диаметре проводов первичной и вторичной обмоток с изоляцией согласно приложению 1, равном $d_{1из}=0{,}62$ *мм* и $d_{2из}=0{,}6$ *мм*, число витков первичной и вторичной обмоток в одном слое $w_{1сл}$ и $w_{2сл}$ и число слоев первичной и вторичной обмоток p_1 и p_2 составят:

$$w_{1сл}=\frac{20{,}5}{0{,}62}=33 \text{ витка};\quad w_{2сл}=\frac{20{,}5}{0{,}6}=34 \text{ витка};$$

$$p_1 = \frac{77\cdot 2}{33} = 4{,}67 \approx 5 \text{ слоев}; \; p_2 = \frac{113}{34} = 3{,}33 \approx 4 \text{ слоя}.$$

Бумажные прокладки между слоями при таком малом напряжении питания и проводе ПЭВ не нужны, и толщину первичной и вторичной обмоток найдем по формулам (10-20), приняв толщину прокладок равной нулю и числовой коэффициент равным 1,25:

$$a_1 = 1{,}25\cdot 5\cdot 0{,}62 = 3{,}88 \textit{ мм}; \quad a_2 = 1{,}25\cdot 4\cdot 0{,}6 = 3 \textit{ мм}.$$

При толщине гильзы каркаса в 1 *мм* и толщине междуобмоточной изоляции в 0,18 *мм* (3 слоя изоляционной бумаги толщиной 0,06 *мм*), что более чем достаточно при напряжении питания 12 *в*, получим полную толщину катушки:

$$a = 3{,}88 + 3 + 1 + 0{,}18 = 8{,}06 \textit{ мм},$$

что составляет 0,895 b; следовательно, выбранный сердечник для рассчитываемого трансформатора подходит.

Так как диаметр провода обмоток почти одинаков, безразлично какую из них расположить внутри и какую сверху. Индуктивность половины первичной обмотки рассчитанного трансформатора и его индуктивность рассеяния найдем по формулам (10-23) и (10-22)

$$L_{1п} = \frac{1{,}26\cdot 1\,300\cdot 2{,}7\cdot 77^2}{10^8\cdot 7{,}92} = 0{,}0332 \textit{ гн};$$

$$L_{sп} = \frac{0{,}7\cdot 9{,}64\cdot 77^2\,(0{,}388 + 0{,}3 + 3\cdot 0{,}018)}{10^8\,(2{,}05 + 2{,}05)} = 7{,}24\cdot 10^{-5} \textit{ гн}.$$

Частотные искажения вносимые трансформатором на низшей и высшей рабочих частотах, определятся этими значениями $L_{1п}$ и $L_{sп}$; так как $L_{1п}$ оказалась больше заданного значения, а $L_{sп}$ меньше, частотные искажения как на низшей, так и на высшей частотах будут меньше заданных, а поэтому вмотка одной обмотки в другую не требуется.

Пример 10-2. Для иллюстрации конструктивного расчета трансформатора с постоянным подмагничиванием рассчитаем выходной трансформатор для однотактного оконечного каскада миниатюрного транзисторного усилителя, работающего в режиме А и имеющего такие данные: выходную мощность $P_2=0{,}04$ *вт*; сопротивление нагрузки $R_2=4$ *ом*; низшую рабочую частоту $f_н=300$ *гц*; амплитуду напряжения сигнала на первичной обмотке $U_{1m}=6$ *в*; напряжение источника коллекторного питания $E_к=9$ *в*; ток покоя коллектора $I_{к0}=20$ *ма*; сопротивление нагрузки цепи коллектора переменному току $R_{к\sim}=314$ *ом*; омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток $r_1=35{,}3$ *ом*; $r_2=1{,}07$ *ом*; к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}=0{,}7$; коэффициент c, выходящий в формулу (5-31), равный 0,6; коэффициент трансформации $n=0{,}135$; необходимую индуктивность первичной обмотки $L_1=0{,}29$ *гн*; допустимую индуктивность рассеяния $L_s=0{,}003$ *гн*.

Так как трансформатор имеет значительную постоянную составляющую тока в первичной обмотке, а следовательно, работает с постоянным подмагничиванием сердечника, имеет малую мощность и предназначается для миниатюрного усилителя, выбираем в качестве материала для его сердечника 45—50%-ный пермаллой толщиной 0,2—0,35 *мм*, являющийся пригодным для низшей частоты в 300 *гц*. Рассчитав произведение $L_1 I_{1ср}^2 \approx L_1 I_{к0}^2$, равное $1{,}16\cdot 10^{-4}$, по графику

рис. 10-7 найдем, что при таком подмагничивании 45%-ный пермаллой имеет $\mu_{\text{э н п}} \approx 750$; допустимую индукцию $B_{m\text{н}}$ согласно табл. 10-3 возьмем равной 2 500 *гс*. Отсюда по формулам (10-6)

$$A = \frac{(1+0,6)\,0,29}{750 \cdot 35,3} = 1,75 \cdot 10^{-5};$$

$$D = \frac{1+0,6 \cdot 0,7}{2\,500 \cdot 300} \sqrt{\frac{0,04}{0,6 \cdot 0,7\,(1-0,7)}} = 1,07 \cdot 10^{-6}.$$

Из приложения 2 по таблице сердечников для трансформаторов наименьшего веса находим, что ближайшими по величине A являются сердечники Ш4×6 ($A = 1,61 \cdot 10^{-5}$) и Ш4×8 ($A = 1,87 \cdot 10^{-5}$); по D ближайшим оказывается сердечник Ш4×4, имеющий $D = 1,05 \cdot 10^{-6}$. Так как подобранные по A сердечники оказываются больше, их и нужно использовать для рассчитываемого трансформатора. Более близким по значению A к необходимой величине $1,75 \cdot 10^{-5}$ оказывается Ш4×8, поэтому на нем и остановимся; если же после расчета размещения обмоток окажется, что в окне сердечника остается слишком много свободного места, пересчитаем трансформатор на меньший сердечник Ш4×6.

При $h = 14$ *мм*; $b = 5$ *мм*; $q_c = 0,294$ *см²*; $l_c = 3,9$ *см*; $l_0 = 4$ *см* для сердечника Ш4×8 необходимое число витков первичной обмотки согласно выражениям (10-9) составит:

$$w_1 = 8,92 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{0,29 \cdot 3,9}{750 \cdot 0,294}} = 639 \text{ витков};$$

$$w_1 = \frac{1,59 \cdot 6\,(314 - 35,3)}{2\,500 \cdot 300 \cdot 0,294 \cdot 314} = 385 \text{ витков}.$$

Остановившись, как всегда, на большем числе витков, уточним его, так как в первую формулу подставлено приближенное значение эквивалентной начальной проницаемости, найденное по графику рис. 10-7. Ампер-витки постоянного подмагничивания на сантиметр длины средней силовой линии сердечника согласно выражению (10-10) равны:

$$aw_0 = \frac{639 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{3,9} = 3,27.$$

Из графика рис. 10-8, *а* найдем, что для такого подмагничивания точное значение $\mu_{\text{э н}}$ составит примерно 730; подставив эту величину в формулу (10-9, *а*) и пересчитав число витков первичной обмотки, получим окончательно $w_1 = 647 \approx 650$, откуда $w_2 = w_1 n = 650 \cdot 0,135 \approx$ ≈ 88 витков. Необходимая толщина немагнитного зазора в сердечнике составит:

$$\delta_z = \frac{z l_c}{200} = \frac{0,06 \cdot 3,9}{200} = 1,17 \cdot 10^{-3}\ \text{см} \approx 0,01\ \text{мм},$$

так как значение z, найденное из графика рис. 10-8, *б*, для 45%-ного пермаллоя при $aw_0 = 3,27$ равно 0,06. При столь малом немагнитном зазоре прокладку между частями сердечника при его сборке вводить не нужно: неровности краев пластин обеспечат зазор такого порядка.

Диаметр проводов обмоток найдем по формуле (10-13)

$$d_1 = 0{,}015 \sqrt{\frac{650 \cdot 4}{35{,}3}} = 0{,}129\ мм;$$

$$d_2 = 0{,}015 \sqrt{\frac{88 \cdot 4}{1{,}07}} = 0{,}272\ мм.$$

Ближайшими стандартными диаметрами согласно приложению 1 будут 0,13 *мм* и 0,27 *мм*; взяв для упрощения намотки и повышения надежности работы трансформатора провод марки ПЭВ-1, из того же приложения узнаем, что диаметр проводов с изоляцией равен $d_{1из}=0{,}155$ *мм* и $d_{2из}=0{,}31$ *мм*. При толщине щек каркаса по 1 *мм* и длине каркаса на 0,3 *мм* меньше высоты окна чистая высота намотки обеих обмоток составит: $h_{н1}=h_{н2}=14-2 \cdot 1-0{,}3=11{,}7$ *мм*. При намотке первичной обмотки вразброс без прокладок, что вполне допустимо при напряжении на трансформаторе порядка 10 *в* и проводе ПЭВ-1, ее толщина согласно формулам (10-16) и (10-17) получится равной

$$Q_1 = \frac{0{,}155^2 \cdot 650}{0{,}73} = 21{,}4\ мм^2; \quad a_1 = \frac{21{,}4}{11{,}7} = 1{,}83\ мм,$$

так как значение $k_{з1}$ для провода 0,13 *мм* и намотки вразброс без прокладок на основании табл. 10-5 считаем равным 0,73.

Более толстую вторичную обмотку расположим сверху для придания трансформатору большей механической прочности; чтобы при намотке она не смяла тонкий провод первичной обмотки, между обмотками проложим два слоя прочной кабельной бумаги толщиной 0,12 *мм*. Вторичную обмотку намотаем в слой без прокладок между слоями, так как слоев немного и напряжение на обмотке ничтожное; число витков в слое, количество слоев и толщина вторичной обмотки при этом составят:

$$w_{2сл} = \frac{11{,}7}{0{,}31} \approx 37; \quad p_2 = \frac{88}{37} = 2{,}38 \approx 3\ слоя;$$

$$a_2 = 1{,}3 \cdot 3 \cdot 0{,}31 = 1{,}21\ мм.$$

При толщине гильзы каркаса $\delta_к=0{,}5$ *мм* вместе с зазором от стержня сердечника и толщине защитной обертки $\delta_з=2 \cdot 0{,}06=0{,}12$ *мм* полная толщина катушки в окне сердечника будет равна

$$a = a_1 + a_2 + \delta_к + \delta_и + \delta_з = 1{,}83 + 1{,}21 + $$
$$+ 0{,}5 + 0{,}24 + 0{,}12 = 3{,}9\ мм,$$

что составляет 0,78 ширины окна сердечника b, а следовательно, последний выбран правильно.

Найдя индуктивность рассеяния рассчитанного трансформатора по формуле (10-22) убедимся, что она не превышает допустимой величины 0,003 *гн*; поэтому обмотки оставляем одну над другой. Индуктивность первичной обмотки в данном случае проверять не нужно, так как число витков первичной обмотки определялось, исходя из заданного ее значения.

Пример 10-3. Рассчитаем дроссель высокочастотной коррекции для малогабаритного широкополосного каскада (пример 5-13), имею-

щий индуктивность 8,75 *мкгн* и снабженный подстроечным сердечником, позволяющим изменять индуктивность дросселя.

При выведенном из катушки дросселя подстроечном сердечнике дроссель должен иметь индуктивность, равную примерно 8,75 : 1,35≈≈6,5 *мкгн*; на эту индуктивность и рассчитываем дроссель

Задавшись наружным диаметром трубки дросселя $d=0{,}5$ *см*, так как каскад ламповый, и длиной намотки провода $l=2d=1$ *см*, найдем необходимое число витков

$$w=\frac{6{,}7}{d}\sqrt{L\,(d+2{,}22l)}=\frac{6{,}7}{0{,}5}\sqrt{6{,}5\,(0{,}5+2{,}22\cdot 1)}=56\ \text{витков},$$

откуда диаметр провода с изоляцией

$$d_{\text{из}}=\frac{10l}{w}=\frac{10\cdot 1}{56}=0{,}179\ мм.$$

Подходящим является провод ПЭЛ диаметром 0,16 *мм*, а также провод ПЭВ-1 диаметром 0,15 *мм* (см. приложение 1), имеющие диаметр с изоляцией 0,18 *мм*; при использовании этих проводов длина намотки будет 56 · 0,18=10,1 *мм*, а не 10 *мм*, как предполагалось раньше. Кроме того, средний диаметр витков дросселя составит не 5, а 5,18 *мм*; подставив эти уточненные данные снова в формулу (10-24), найдем, что число витков дросселя должно быть равно 55.

Для изменения индуктивности дросселя в указанных пределах достаточно снабдить его цилиндрическим подстроечным сердечником из карбонильного железа диаметром порядка 3,5 *мм* и длиной 6—8 *мм*.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ПРОВЕРКА И ИСПЫТАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

11-1. ПОРЯДОК ПРОВЕРКИ И НАЛАДКИ ГОТОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

После изготовления или ремонта усилителя проверяют его исправность и соответствие предъявляемым к нему требованиям. Готовый усилитель следует тщательно осмотреть и убедиться, что монтаж его закончен, пайки и соединения исправны, все лампы или транзисторы находятся на местах.

Перед включением источников питания к только что смонтированному усилителю необходимо тщательно проверить правильность его монтажа и убедиться, что последний соответствует принципиальной схеме усилителя. Проверку соединений схемы удобно производить универсальным измерительным прибором (тестером), включив его на измерение сопротивления (на одну из шкал «омы»).

При отсутствии тестера для проверки соединений можно использовать миллиамперметр или микроамперметр постоянного тока, включив последовательно с ним гальванический элемент любого типа или батарейку от карманного фонаря и сопротивление такой величины, чтобы при замыкании цепи стрелка прибора отклонялась на всю или почти всю шкалу. Разомкнутыми концами такого «пробника» можно проверять наличие соединения между любыми точками схемы, а по отклонению стрелки прибора даже и судить о сопротивлении между ними.

При проверке схемы транзисторных усилителей напряжение батарейки в пробнике не следует брать больше 1,5 *в* для предотвращения возможности повреждения транзисторов.

Убедившись в исправности монтажа схемы и ее деталей включают питание усилителя. Включение цепи накала ламповых усилителей можно производить сразу на нормальное напряжение; включение же цепи анодного (коллекторного) питания для предотвращения выхода из строя неправильно включенных деталей, транзисторов или самого источника питания желательно производить через плавно выводимый реостат, последовательно с которым включают прибор, показывающий ток, потребляемый усилителем. Сопротивление реостата следует брать не меньше сопротивления анодной (коллекторной) цепи усилителя постоянному току, равного отношению расчетных напряжений питания к току питания усилителя; при этом даже при наличии короткого замыкания в усилителе источник питания при включении не будет перегружен. При отсутствии подходящего рео-

стата включение можно произвести через резистор указанной величины.

Если при включении источника анодного (коллекторного) питания через введенный реостат или резистор потребляемый усилителем ток значительно меньше расчетного и увеличивается при постепенном выведении реостата, заметно не превосходя ожидаемого значения при полностью выведенном реостате, можно приступить к дальнейшей проверке. Если же при включении ток превосходит ожидаемое значение или возрастает значительно выше расчетной величины при выведении реостата, то следует убедиться в отсутствии короткого замыкания питаемой цепи, а затем проверить потребление тока отдельными каскадами или цепями усилителя, не выключая резистора или реостата, найти неисправность и устранить ее.

Потребление тока отдельными цепями удобно измерять, не отключая цепи, по падению напряжения на каком-либо из ее омических сопротивлений (сопротивлении катодного смещения, коллекторной нагрузки, обмотки трансформатора и т. п.). При этом нужно учитывать, что параллельно сопротивлению, к которому подключают измерительный прибор (ламповый вольтметр, тестер), присоединяется входное сопротивление этого прибора, что отражается на его показаниях и изменяет режим цепи.

Дальнейшую проверку усилителя производят на отсутствие самовозбуждения и прохождение сигнала от входа к выходу. Для проверки на отсутствие самовозбуждения (генерации) при включенной на выходе усилителя расчетной нагрузке присоединяют сначала к его выходным, а затем к входным зажимам бумажный конденсатор большой емкости (0,5—2 *мкф*). Если при включении и выключении этого конденсатора ток анодной (коллекторной) цепи усилителя совершенно не изменяется, то усилитель не самовозбуждается. Если же ток при этом меняется, принимают меры к устранению самовозбуждения, описанные в § 9-4. Вместо присоединения конденсатора к входу и выходу усилителя можно замыкать накоротко и размыкать входную и выходную цепи.

Убедившись в отсутствии самовозбуждения, проверяют прохождение сигнала через усилитель, для чего к его выходу подключают громкоговоритель или головной телефон и касаются изолированной отверткой или проволочкой входного зажима усилителя, несущего потенциал сигнала (при симметричном входе — любого из зажимов); при касании должен быть слышен щелчок, а при наличии в помещении сети переменного тока — иногда и фон переменного тока. Если щелчок отсутствует, то касаются всех управляющих электродов усилительных элементов по очереди, начиная с последнего (выходного); обнаружив каскад, на котором прохождение сигнала прекращается, принимают меры к обнаружению и устранению неисправности.

11-2. ИСПЫТАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Убедившись в прохождении сигнала через усилитель, приступают к его испытанию. Важнейшими испытаниями, позволяющими судить об исправности усилителя, являются: определение коэффициента усиления усилителя, измерение его максимальной выходной мощности (или максимального выходного напряжения) и проверка частотной характеристики.

Для проведения этих испытаний необходим генератор синусои-

дальных сигналов *Г* (рис. 11-1) с регулировкой выходного напряжения и плавным или скачкообразным изменением частоты в диапазоне, не меньшем диапазона рабочих частот усилителя, и вольтметр *V* для измерения выходного напряжения во всем диапазоне рабочих частот, с достаточно большим входным сопротивлением, чтобы не вызывать заметной дополнительной нагрузки усилителя; наилучшим для этой цели является ламповый вольтметр. Очень желательным также является использование электронного осциллоскопа, позволяющего судить о вносимых усилителем нелинейных искажениях.

При испытании усилителя на его вход подают синусоидальное напряжение от генератора *Г* через делитель *Д* с известным коэффициентом деления и низким выходным сопротивлением (несколько ом или десятков ом). Современные измерительные генераторы обычно содержат делитель с переменным коэффициентом деления; если же

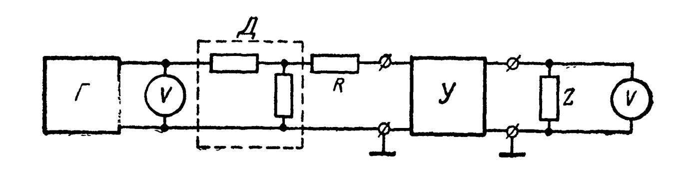


Рис. 11-1. Блок-схема испытания усилителя.

делитель у генератора отсутствует, то его можно собрать из двух непроволочных резисторов. Коэффициент деления выбирают таким, чтобы на входе делителя удобно было измерять напряжение имеющимся вольтметром при напряжении сигнала, подводимом к входу усилителя.

При снятии частотной характеристики к входу усилителя подводят э. д. с. сигнала в 3—10 раз меньше максимального расчетного значения; это делают для того, чтобы возможные неровности частотной характеристики не были сглажены верхним загибом амплитудной характеристики усилителя и чтобы частотная характеристика выходного трансформатора на нижних частотах, наихудшая при слабых сигналах, не получилась лучше действительной.

Подводимую к входу усилителя э. д. с. при снятии частотной характеристики поддерживают постоянной на всех частотах при помощи регулятора выходного напряжения генератора, контролируя ее ламповым вольтметром на входе делителя. Контроль напряжения, поступающего на делитель, обычно производят вольтметром, предусмотренным для этой цели в генераторе; если же вольтметр в генераторе отсутствует, то напряжение на входе делителя контролируют вольтметром, измеряющим выходное напряжение усилителя, переключая его для этой цели на вход делителя.

Во входную цепь испытуемого усилителя при снятии частотной характеристики включают последовательно резистор *R*, сопротивление которого в сумме с выходным сопротивлением делителя составляет расчетное значение сопротивления источника сигнала, для работы от которого предназначен усилитель. Выходную цепь усилителя

нагружают сопротивлением Z, составляющим вместе с параллельно включенным вольтметром V расчетное сопротивление нагрузки усилителя $Z_н$.

Для получения при измерениях правильных результатов схема испытания усилителя не должна отличаться от действительных условий его работы. Например, если усилитель предназначен для работы от несимметричного источника сигнала на несимметричную же нагрузку, то измерительный генератор и вольтметр должны быть несимметричными; усилитель же с симметричными входом и выходом должен испытываться при помощи симметричных генератора и вольтметра.

При помощи схемы рис. 11-1 можно произвести все основные испытания усилителя. Для снятия частотной характеристики устанавливают частоту генератора равной низшей частоте, начиная с которой хотят снять характеристику, и устанавливают на входе делителя напряжение, создающее необходимое значение э. д. с. на входе усилителя. Записав показания вольтметра на выходе усилителя, изменяют частоту генератора, устанавливают прежнее значение напряжения на входе делителя (если оно изменилось) и снова записывают показания выходного вольтметра. Указанные действия повторяют до той частоты, до которой необходимо снять характеристику.

Нанеся на горизонтальной оси прямоугольной системы координат частоту в логарифмическом масштабе (или логарифм частоты в линейном масштабе, что то же самое), по вертикали в линейном масштабе откладывают на каждой из частот, на которых производилось измерение, значение выходного напряжения. Соединив плавной линией отложенные точки, получают частотную характеристику усилителя.

Частотная характеристика позволяет судить об исправности как усилителя гармонических, так и усилителя импульсных сигналов, так как частотная и переходная характеристики связаны между собой. Найдя по частотной характеристике верхнюю граничную частоту усилителя $f_{в\,г}$, на которой коэффициент усиления падает до 0,707 от своего значения на средних частотах, можно приближенно найти время установления усилителя:

$$t_{у.ус} \approx \frac{0,35 \div 0,4}{f_{в.г}}. \qquad (11\text{-}1)$$

Если частотная характеристика на нижних частотах заметно не падает на частоте, длительность периода которой в 20 раз превышает наибольшую длительность импульсов, на усиление которых рассчитан усилитель, то спад плоской вершины этих импульсов будет невелик. О наличии и величине выброса фронта импульса по виду частотной характеристики судить трудно; можно лишь сказать, что выброс мал или отсутствует при не имеющей подъема и медленно падающей на верхних частотах частотной характеристике. Более точно определить искажения, вносимые усилителем импульсных сигналов, можно лишь при испытании его с помощью генератора прямоугольных импульсов и импульсного электронного осциллоскопа.

Проверку отдачи усилителем расчетной выходной мощности или расчетного выходного напряжения производят по его амплитудной характеристике. Эту характеристику обычно снимают на частоте, лежащей в области средних рабочих частот усилителя; так, например, амплитудную характеристику усилителей звуковых частот обычно снимают на частоте 400 *гц* или 1000 *гц*.

Установив на генераторе выбранное значение частоты и подав на вход усилителя э. д. с. сигнала раз в 10 меньше максимальной расчетной, записывают показание выходного вольтметра. Увеличив входную э. д. с. в 1,5—2 раза, снова записывают показания выходного вольтметра. Указанные действия повторяют до получения выходной мощности или выходного напряжения, немного превышающих расчетные значения.

После этого наносят полученные данные в прямоугольной системе координат, откладывая по горизонтали значения входного напряжения или входной э. д. с., а по вертикали — соответствующие им значения выходного напряжения. Соединив плавной линией нанесенные точки, получают амплитудную характеристику усилителя. Верхний загиб этой характеристики у исправного и правильно рассчитаного усилителя должен иметь место при выходной мощности или выходном напряжении, равном или немного большем максимального расчетного значения.

При снятии амплитудной характеристики параллельно выходному вольтметру полезно включить электронный осциллоскоп. У исправного и правильно спроектированного усилителя форма сигнала на выходе на глаз не должна заметно отличаться от синусоидальной при подаче на вход синусоидального сигнала. Отсечка верхушки или верхушек синусоиды или появление других искажений формы выходного сигнала должны иметь место лишь при выходной мощности или выходном напряжении, превышающих максимальное расчетное значение.

Для определения уровня собственных шумов усилителя замыкают накоротко концы входного делителя, идущие к измерительному генератору. При достаточной чувствительности выходного вольтметра он при этом покажет напряжение собственных шумов усилителя, складывающееся из тепловых шумов, шумов усилительных элементов, наводок и фона переменного тока.

При необходимости определения коэффициента гармоник усилителя к его выходу параллельно нагрузке подключают измеритель нелинейных искажений (ИНИ), которым измеряют уровень нелинейных искажений и посторонних напряжений, появившихся на выходе усилителя. Измерение коэффициента гармоник обычно производят на средних частотах при отдаче усилителем расчетной величины выходной мощности или при максимальном расчетном выходном напряжении. При измерении коэффициента гармоник для получения правильных результатов необходимо пользоваться измерительным генератором, имеющим коэффициент гармоник, по крайней мере в несколько раз меньший коэффициента гармоник проверяемого усилителя.

При налаживании усилителей с отрицательной обратной связью иногда приходится снимать как частотную, так и фазовую характеристики петлевого усиления (цепи βK). Для этого цепь обратной связи отсоединяют от входа, включив, если необходимо, как во входную цепь, так и на выход цепи обратной связи эквиваленты сопротивления отключенных цепей. Частотную характеристику цепи снимают так же, как и частотную характеристику усилителя. Для снятия фазовой характеристики можно пользоваться или фазометром, или электронным осциллоскопом.

При использовании осциллоскопа как напряжение с выхода измерительного генератора, так и напряжение с выхода цепи βK желательно подавать непосредственно на вертикальные и горизон-

тальные отклоняющие пластины электроннолучевой трубки, а не на вход усилителей вертикального и горизонтального отклонения осциллоскопа, так как при использовании усилителей их фазовые сдвиги могут исказить результаты измерения. Фазовый сдвиг между входом и выходом цепи βK определяют по форме изображения на экране электроннолучевой трубки. Для того, чтобы не допустить ошибку на угол, кратный 180°, снятие фазовой характеристики начинают со средних частот, где цепь βK обычно не вносит фазовых сдвигов; повышая частоту, записывают значения фазового сдвига цепи βK на различных частотах. Дойдя до наивысшей частоты, возвращаются на средние частоты и снимают вторую половину фазовой характеристики, понижая частоту.

1. ДАННЫЕ НЕКОТОРЫХ МЕДНЫХ ОБМОТОЧНЫХ ПРОВОДОВ

Диаметр провода без изоляции, *мм*	Сопротивление 1 *км* провода при 20° С, *ом*	Вес 1 *км* провода без изоляции, *кг*	Максимальный диаметр провода с изоляцией, *мм*					
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБД
0,03	24 700	0,0063	0,04	—	—	—	—	—
0,04	13 900	0,0112	0,05	—	—	—	—	—
0,05	8 920	0,0175	0,065	0,070	—	0,12	—	—
0,06	6 200	0,0252	0,075	0,080	0,09	0,13	—	—
0,07	4 550	0,0343	0,085	0,090	0,10	0,14	—	—
0,08	3 480	0,0448	0,095	0,100	0,11	0,15	—	—
0,09	2 750	0,0567	0,105	0,110	0,12	0,16	—	—
0,10	2 230	0,0700	0,12	0,125	0,13	0,175	—	—
0,11	1 840	0,0847	0,13	0,135	0,14	0,185	—	—
0,12	1 550	0,101	0,14	0,145	0,15	0,195	—	—
0,13	1 320	0,118	0,15	0,155	0,16	0,205	—	—
0,14	1 140	0,137	0,16	0,165	0,17	0,215	—	—
0,15	990	0,158	0,17	0,18	0,19	0,225	—	—
0,16	871	0,179	0,18	0,19	0,20	0,235	—	—
0,17	772	0,202	0,19	0,20	0,21	0,245	—	—
0,18	689	0,227	0,20	0,21	0,22	0,255	—	—
0,19	619	0,252	0,21	0,22	0,23	0,265	—	—
0,20	558	0,280	0,225	0,23	0,24	0,290	0,33	0,40
0,21	506	0,309	0,235	0,24	0,25	0,300	0,34	0,41
0,23	421	0,370	0,255	0,27	0,28	0,320	0,36	0,43
0,25	357	0,438	0,275	0,29	0,30	0,340	0,38	0,45
0,27	306	0,510	0,31	0,31	0,32	0,370	0,44	0,50
0,29	265	0,589	0,33	0,33	0,34	0,390	0,46	0,52
0,31	232	0,673	0,35	0,35	0,36	0,415	0,48	0,54
0,33	205	0,762	0,37	0,37	0,38	0,435	0,50	0,56
0,35	182	0,857	0,39	0,39	0,41	0,455	0,52	0,58
0,38	154	1,01	0,42	0,42	0,44	0,490	0,56	0,61
0,41	133	1,18	0,45	0,45	0,47	0,520	0,59	0,64
0,44	115	1,36	0,49	0,48	0,50	0,550	0,62	0,67
0,47	101	1,55	0,52	0,51	0,53	0,580	0,65	0,70
0,49	92,9	1,68	0,54	0,53	0,55	0,600	0,67	0,72
0,51	85,7	1,82	0,56	0,56	0,58	0,625	0,69	0,74
0,53	79,2	1,97	0,58	0,58	0,60	0,645	0,71	0,76

Продолжение

Диаметр провода без изоляции, *мм*	Сопротивление 1 *км* провода при 20° С, *ом*	Вес 1 *км* провода без изоляции, *кг*	Максимальный диаметр провода с изоляцией, *мм*					
			ПЭЛ	ПЭВ-1	ПЭВ-2	ПЭЛШО	ПЭЛБО	ПБД
0,55	73,7	2,12	0,60	0,60	0,62	0,665	0,73	0,78
0.57	68,6	2,28	0,62	0,62	0,64	0,685	0,75	0,80
0.59	64,0	2 44	0,64	0,64	0,66	0,705	0,77	0,82
0,62	58,0	2,69	0,67	0,67	0,69	0,735	0,80	0,85
0.64	54,4	2,86	0,69	0,69	0,72	0,755	0,82	0,87
0,67	49,7	3,14	0,72	0,72	0,75	0,785	0,85	0,90
0,69	46,8	3,33	0,74	0,74	0,77	0,805	0,87	0,92
0,72	43,0	3,63	0,78	0,77	0,80	0,845	0,92	0,96
0,74	40,7	3,83	0,80	0,80	0,83	0,865	0,94	0,98
0,77	37,7	4.15	0,83	0,83	0,86	0,895	0,97	1,01
0,80	34,8	4,48	0,86	0,86	0,89	0,925	1,00	1,04
0,83	32,4	4,82	0,89	0,89	0,92	0,955	1,03	1,07
0.86	30,2	5,17	0,92	0,92	0,95	0,985	1,06	1,10
0,90	27,5	5,67	0,96	0,96	0,99	1,025	1,10	1,14
0,93	25,8	6,05	0,99	0,99	1,02	1,055	1,13	1,17
0,96	24,2	6,45	1,02	1,02	1,05	1,085	1,16	1,20
1,00	22,3	7,00	1,07	1,08	1,11	1,135	1,23	1,29
1,04	20,6	7,57	1,12	1,12	1,15	1,175	1,27	1,33
1,08	19,1	8,16	1,16	1,16	1,19	1,215	1,31	1,37
1,12	17,8	8,78	1,20	1,20	1,23	1,255	1,35	1,41
1,16	16,6	9,41	1,24	1,24	1,27	1,295	1,39	1,45
1,20	15,5	10,1	1,28	1,28	1,31	1,335	1,43	1,49
1,25	14,3	10,9	1,33	1,33	1,36	1,385	1,48	1,54
1,30	13,2	11,8	1,38	1,38	1,41	1,435	1,53	1,59
1,35	12,2	12,8	1,43	1,43	1,46	1,485	1,58	1,64
1,40	11,4	13,7	1,48	1,48	1,51	1,535	1,63	1,69
1,45	10,6	14,7	1,53	1,53	1,56	1,585	1,68	1,74
1,50	9,90	15,8	1,58	1,58	1,61	1,655	1,73	1,79
1,56	9,16	17,0	1,64	1,64	1,67	1,715	1,79	1,85
1,62	8,50	18,4	1,71	1,70	1,73	1,775	1,85	1,91
1,68	7,89	19,4	1,77	1,76	1,79	1,835	1.92	1,98
1,74	7,37	21,2	1,83	1,82	1,85	1,895	1,98	2,04
1,81	6,80	22,9	1,90	1,90	1,93	1,965	2,05	2,11
1,88	6,31	24,8	1,97	1,97	2,00	2,035	2,12	2,18
1,95	5,86	26,6	2,04	2,04	2,07	2,105	2,19	2,25
2,02	5,45	28,6	2,12	2,11	2,14	2,175	2,26	2,32
2,10	5,06	30,9	2,20	2,20	2,23	2,255	2,34	2,40
2,26	4,36	35,8	2,36	2,36	2,39	—	—	2,62
2,44	3,74	41,7	2,54	2,54	2,57	—	—	2,80

2. ДАННЫЕ БРОНЕВЫХ СЕРДЕЧНИКОВ И ТРАНСФОРМАТОРОВ, СОБРАННЫХ ИЗ Ш-ОБРАЗНЫХ ПЛАСТИН

Сердечники для трансформаторов наименьшей стоимости

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см*²	l_c, *см*	l_0, *см*	$A \times 1 \cdot 10^{-5}$	$D \times 1 \cdot 10^{-6}$	Вес, *г*
Ш10×10	10	10	6,5	18	6,5	0,92	5,66	5,85	5,0	6,3	79
Ш10×15	10	15	6,5	18	6,5	1,38	5,66	6,85	6,3	8,7	113
Ш10×20	10	20	6,5	18	6,5	1,84	5,66	7,85	7,2	10,8	148
Ш12×12	12	12	8	22	8	1,33	6,74	7,00	8,0	10,6	143
Ш12×18	12	18	8	22	8	1,99	6,74	8,20	9,9	14,4	205
Ш12×24	12	24	8	22	8	2,66	6,74	9,40	11,3	17,7	266
Ш14×14	14	14	9	25	9	1,81	7,92	8,24	10,5	15,3	217
Ш14×21	14	21	9	25	9	2,70	7,92	9,64	12,1	21,0	310
Ш14×28	14	28	9	25	9	3,61	7,92	11,0	15,1	25,8	404
Ш16×16	16	16	10	28	10	2,36	9,03	9,28	14,3	21,7	314
Ш16×24	16	24	10	28	10	3,53	9,03	10,9	17,6	29,6	448
Ш16×32	16	32	10	28	10	4,72	9,03	12,5	19,8	36,1	581
Ш19×19	19	19	12	33,5	12	3,32	10,6	11,0	22,6	35,2	544
Ш19×28	19	28	12	33,5	12	4,89	10,6	12,8	28,0	47,5	770
Ш19×38	19	38	12	33,5	12	6,64	10,6	14,8	31,8	59,0	1 000
Ш22×22	22	22	14	39	14	4,45	12,4	13,0	31,8	52,2	870
Ш22×33	22	33	14	39	14	6,68	12,4	15,2	39,2	71,0	1 230
Ш22×44	22	44	14	39	14	9,00	12,4	17,4	44,0	87,0	1 580
Ш26×26	26	26	17	47	17	6,22	14,7	15,4	47,7	82,5	1 510
Ш26×39	26	39	17	47	17	9,31	14,7	18,0	60	113	2 140
Ш26×52	26	52	17	47	17	12,4	14,7	20,6	68	139	2 760
Ш30×30	30	30	19	53	19	8,27	16,9	17,6	64	118	2 230
Ш30×45	30	45	19	53	19	12,4	16,9	20,6	79	161	3 150
Ш30×60	30	60	19	53	19	16,6	16,9	23,6	88	197	4 050
Ш35×35	35	35	22	61,5	22	11,3	19,8	20,4	88	175	3 530
Ш35×52	35	52	22	61,5	22	16,8	19,8	23,8	109	238	5 000
Ш35×70	35	70	22	61,5	22	22,5	19,8	27,4	125	296	6 420
Ш40×40	40	40	26	72	26	14,7	22,5	23,2	127	257	4 880
Ш40×60	40	60	26	72	26	22,1	22,5	27,2	158	350	6 830
Ш40×80	40	80	26	72	26	29,4	22,5	31,2	180	430	8 750

Сердечники для трансформаторов наименьшего веса

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см*²	l_c, *см*	l_0, *см*	$A \times 1 \cdot 10^{-5}$	$D \times 1 \cdot 10^{-6}$	Вес, *г*
Ш3×3	3	3	3	10	4	0,083	2,79	2,5	0,67	0,49	4,8
Ш3×4,5	3	4,5	2	10	4	0,124	2,79	2,8	0,87	0,69	6,4
Ш3×6	3	6	2	10	4	0,166	2,79	3,1	1,02	0,85	8,0
Ш4×4	4	4	2,5	14	5	0,147	3,90	3,2	1,24	1,05	11,1
Ш4×6	4	6	2,5	14	5	0,221	3,90	3,6	1,61	1,48	14,8
Ш4×8	4	8	2,5	14	5	0,294	3,90	4,0	1,87	1,82	18,4
Ш5×5	5	5	3,5	17	6	0,230	4,50	3,9	2,12	1,85	22,3
Ш5×7	5	7	3,5	17	6	0,322	4,50	4,3	2,64	2,45	28,3
Ш5×10	5	10	3,5	17	6	0,460	4,50	4,9	3,20	3,22	37,6
Ш6×6	6	6	4	20	7	0,331	5,44	4,5	3,20	3,02	36,6
Ш6×9	6	9	4	20	7	0,496	5,44	5,1	4,10	4,15	49,2
Ш6×12	6	12	4	20	7	0,661	5,44	5,7	4,70	5,1	61,8

Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*					Данные трансформатора с этим сердечником					
	y_1	y_2	y_3	h	b	q_c, *см*²	l_c, *см*	l_0, *см*	$A\times$ 1 10—5	$D\times$ 1·10—6	Вес, *г*
Ш 9×9	9	9	4,5	31,5	9	0,745	7,7	6,3	5,45	7,0	78,6
Ш 9×13	9	13	4,5	31,5	9	1,08	7,7	7,1	6,8	9,4	103,6
Ш 9×18	9	18	4,5	31,5	9	1,49	7,7	8,1	8,0	12,0	133
Ш12×12	12	12	6	30	12	1,33	10,3	8,5	10,5	15,0	194
Ш12×18	12	18	6	30	12	1,99	10,3	9,7	13,5	20,8	262
Ш12×24	12	24	6	30	12	2,65	10,3	10,9	15,5	25,7	326
Ш16×16	16	16	8	40	16	2,35	13,7	11,1	21	32,3	474
Ш16×24	16	24	8	40	16	3,53	13,7	12,7	26	44,7	631
Ш16×32	16	32	8	40	16	4,71	13,7	14,3	30	55	786
Ш20×20	20	20	10	50	20	3,68	17,1	13,8	34	58	937
Ш20×30	20	30	10	50	20	5,52	17,1	15,8	43,5	80	1 250
Ш20×40	20	40	10	50	20	7,36	17,1	17,8	49,5	99	1 550
Ш25×25	25	25	12,5	62,5	25	5,75	21,4	17,4	54,5	102	1 870
Ш25×37	25	37	12,5	62,5	25	8,51	21,4	19,8	69	140	2 460
Ш25×50	25	50	12,5	62,5	25	11,50	21,4	22,4	80	175	3 080
Ш32×32	32	32	16	80	32	9,41	27,4	22,2	93	194	3 970
Ш32×48	32	48	16	80	32	14,2	27,4	25,4	118	270	5 250
Ш32×64	32	64	16	80	32	18,8	27,4	28,6	136	332	6 530

Примечание. Коэффициенты A и D могут быть рассчитаны по данным сердечника и обмоток трансформатора на основании выражений.

$$A = 7{,}18\cdot10^{-3}\frac{q_c\,q_0}{l_c\,l_0};\quad D=\frac{q_c}{2{,}98\cdot10^4}\sqrt{\frac{q_0}{l_0}},$$

где q_0 — суммарное чистое сечение медного провода на обмотках трансформатора, *см*²; остальные обозначения те же, что и в таблицах.

Значения q_c, A, D и вес трансформаторов рассчитаны для сердечников из трансформаторной стали с коэффициентом заполнения $k_c = 0{,}92$.

3. СТАНДАРТНАЯ ШКАЛА НОМИНАЛЬНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ НЕПРОВОЛОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ

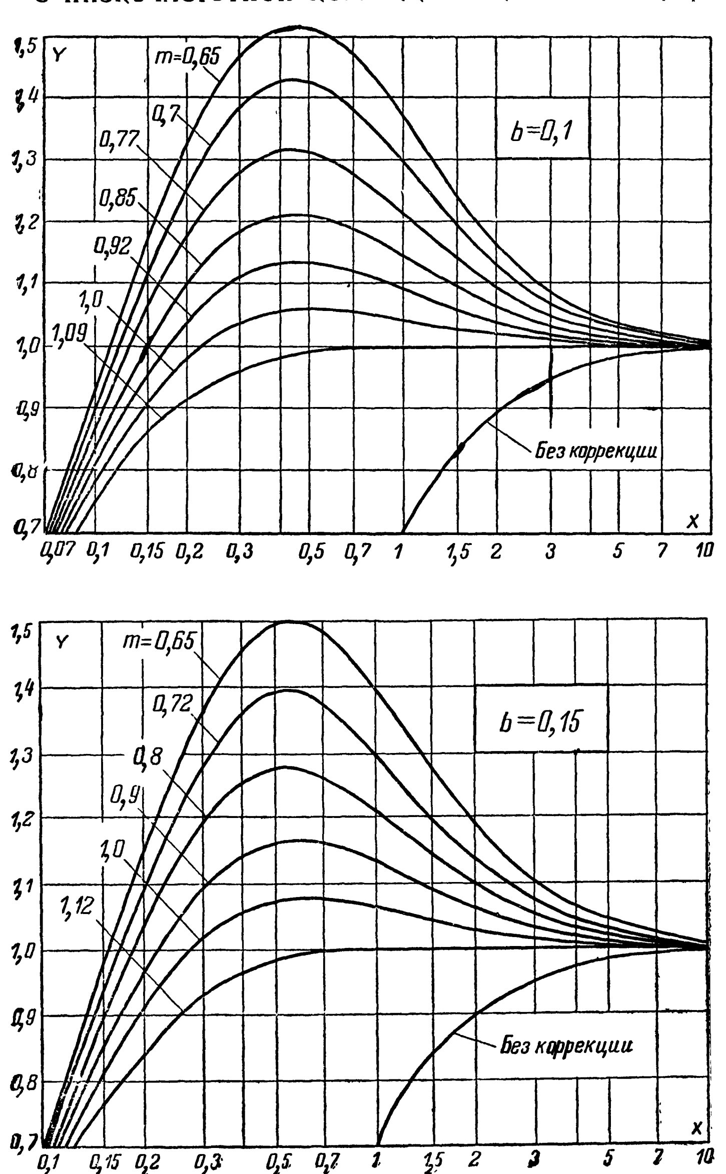
ом		килоом			мегом	ом		килоом			мегом
10	100	1,0	10	100	1,0	36	360	3,6	36	360	3,6
11	110	1,1	11	110	1,1	39	390	3,9	39	390	3,9
12	120	1,2	12	120	1,2	43	430	4,3	43	430	4,3
13	130	1,3	13	130	1,3	47	470	4,7	47	470	4,7
15	150	1,5	15	150	1,5	51	510	5,1	51	510	5,1
16	160	1,6	16	160	1,6	56	560	5,6	56	560	5,6
18	180	1,8	18	180	1,8	62	620	6,2	62	620	6,2
20	200	2,0	20	200	2,0	68	680	6,8	68	680	6,8
22	220	2,2	22	220	2,2	75	750	7,5	75	750	7,5
24	240	2,4	24	240	2,4	82	820	8,2	82	820	8,2
27	270	2,7	27	270	2,7	91	910	9,1	91	910	9,1
30	300	3,0	30	300	3,0	—	—	—	—	—	10
33	330	3,3	33	330	3,3						

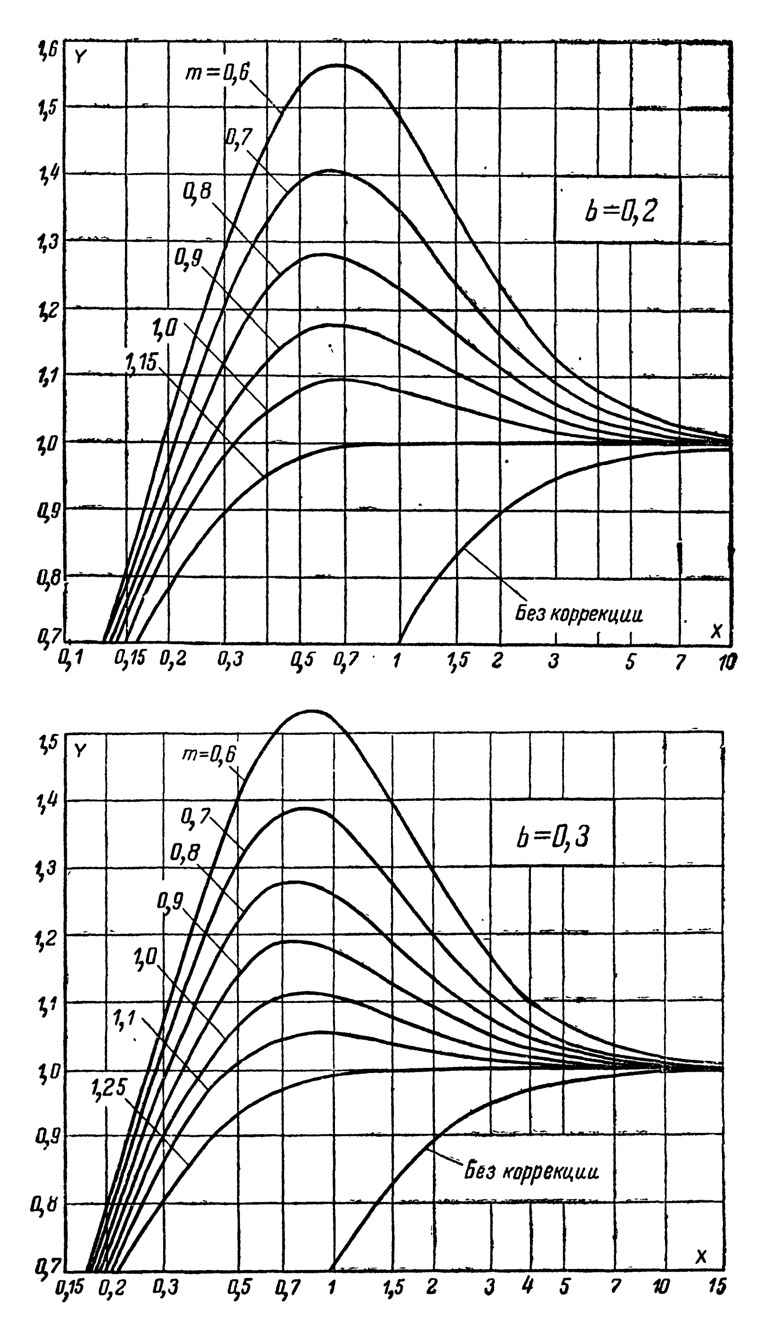
4. ПЕРЕВОД ДЕЦИБЕЛ В ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ

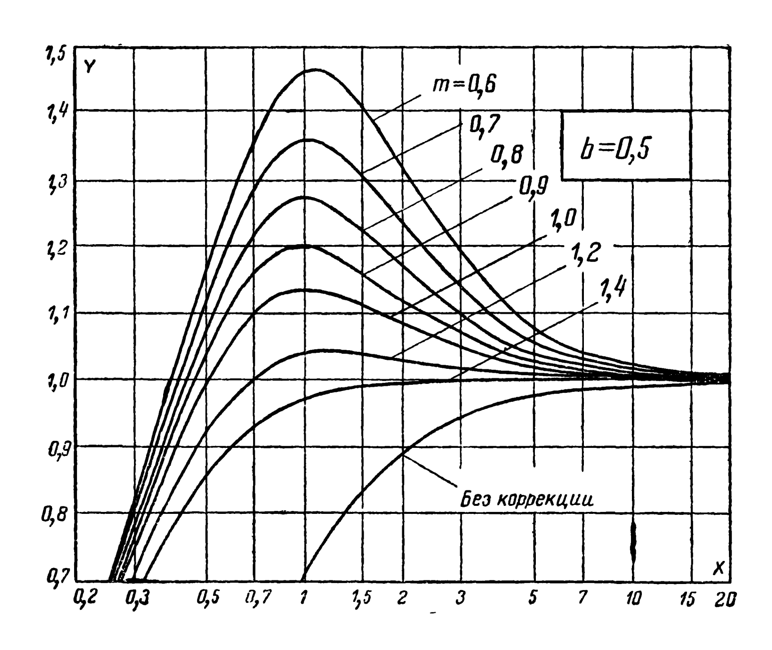
дб	Относит значение	*дб*	Относит. значение	*дб*	Относит. значение
0,01	1,001	0,5	1,059	9	2,818
0,02	1,002	0,6	1,072	10	3,162
0,03	1,004	0,7	1,084	20	10
0,04	1,005	0,8	1,096	30	31,62
0,05	1,006	0,9	1,109	40	100
0,06	1,007	1	1,122	50	316,2
0,07	1,008	2	1,259	60	1 000
0,08	1,009	3	1,413	70	3 162
0,09	1,011	4	1,585	80	10 000
0,1	1,012	5	1,778	90	31 620
0,2	1,023	6	1,995	100	100 000
0,3	1,035	7	2,239	110	316 200
0,4	1,047	8	2,512	120	1 000 000

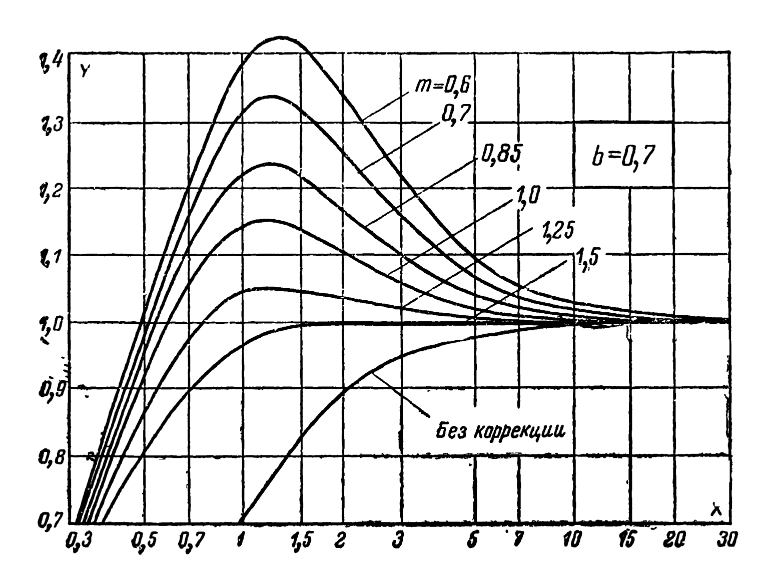
Примечание. Если, например, нужно перевести в относительную величину 2,47 *дб*, то по таблице находим, что 2 *дб* = 1,259; 0,4 *дб* = 1,047; 0,07 *дб*=1,008. Перемножив найденные значения, получим: 2,47 *дб*=1,259× ×1,047 · 1,008≈1,329.

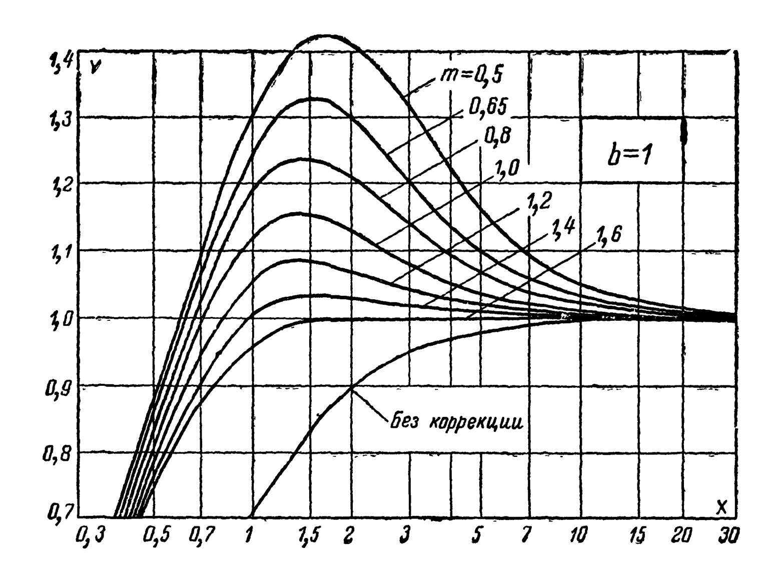
5. СЕМЕЙСТВА НОРМИРОВАННЫХ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ОБЛАСТИ НИЖНИХ ЧАСТОТ КАСКАДА С НИЗКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ЦЕПОЧКОЙ $C_ф R_ф$

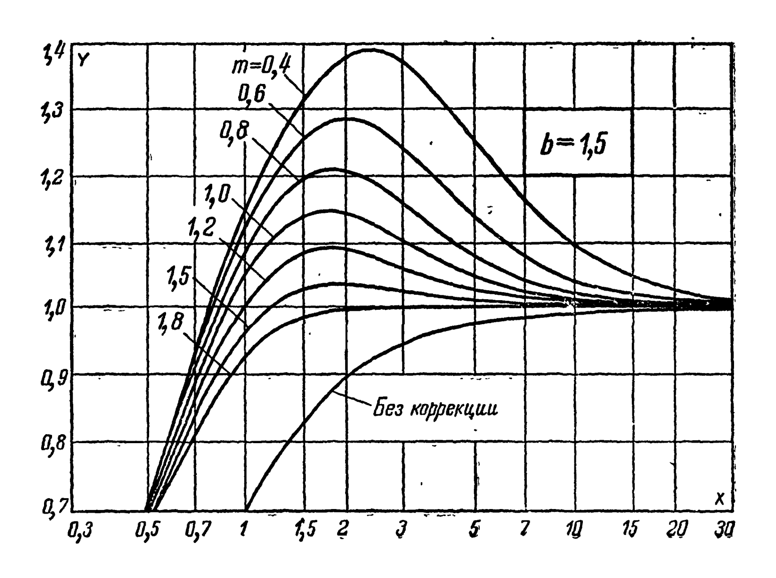


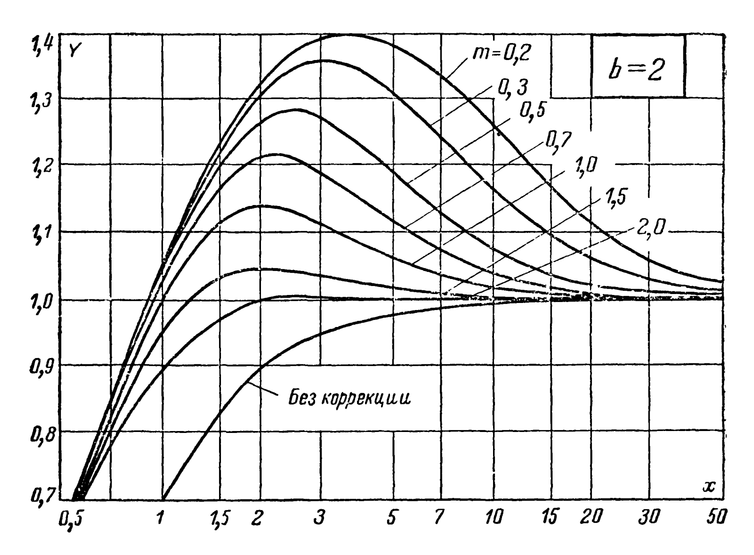

Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,15
b=0,2
Без коррекции
X
1,6
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,1
0,15
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,1
1,25
b=0,3
Без коррекции
X
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,15
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
4
5
7
10
15


Y
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,2
1,4
b=0,5
Без коррекции
X
1,5
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,2
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20

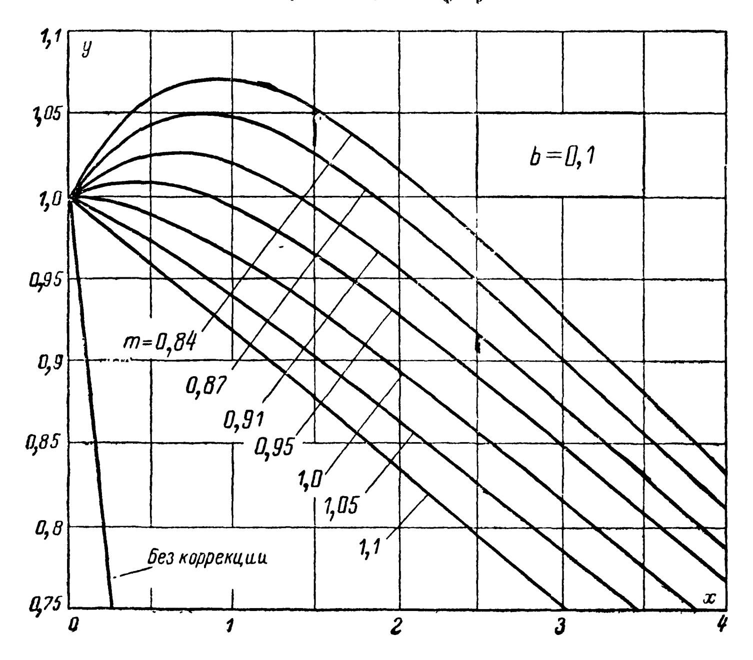

Y
m=0,6
0,7
0,85
1,0
1,25
1,5
b=0,7
Без коррекции
X
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30

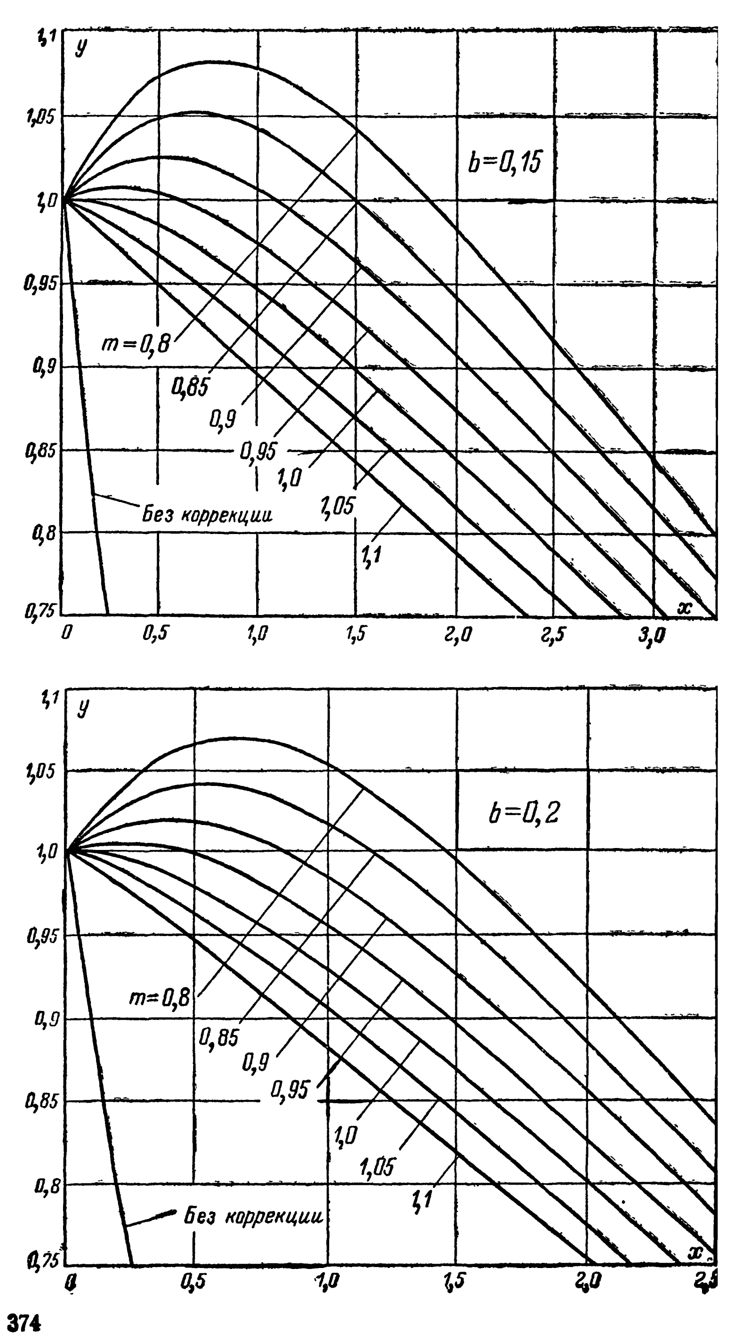

Y
X
m=0,5
0,65
0,8
1,0
1,2
1,4
1,6
b=1
Без коррекции
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30

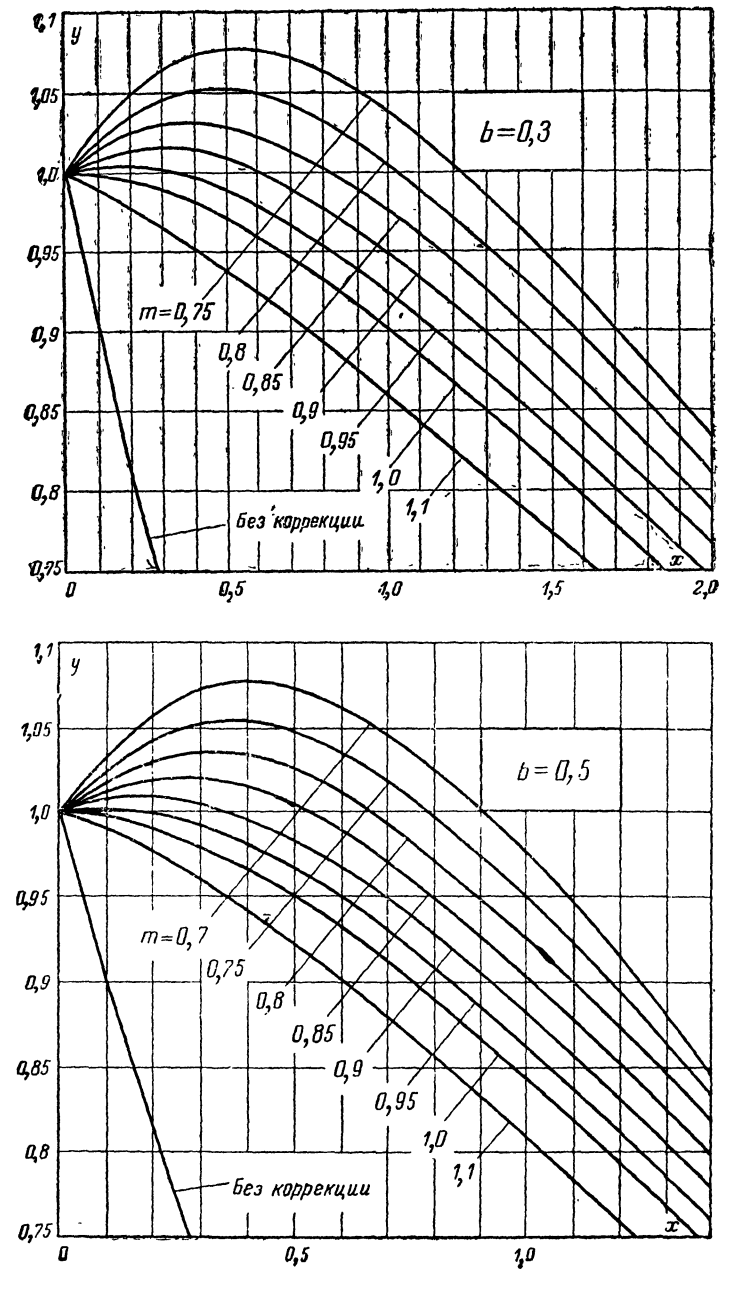

Y
X
m=0,4
0,6
0,8
1,0
1,2
1,5
1,8
b=1,5
Без коррекции
1,4
1,3
1,2
1,1
1,0
0,9
0,8
0,7
0,3
0,5
0,7
1
1,5
2
3
5
7
10
15
20
30

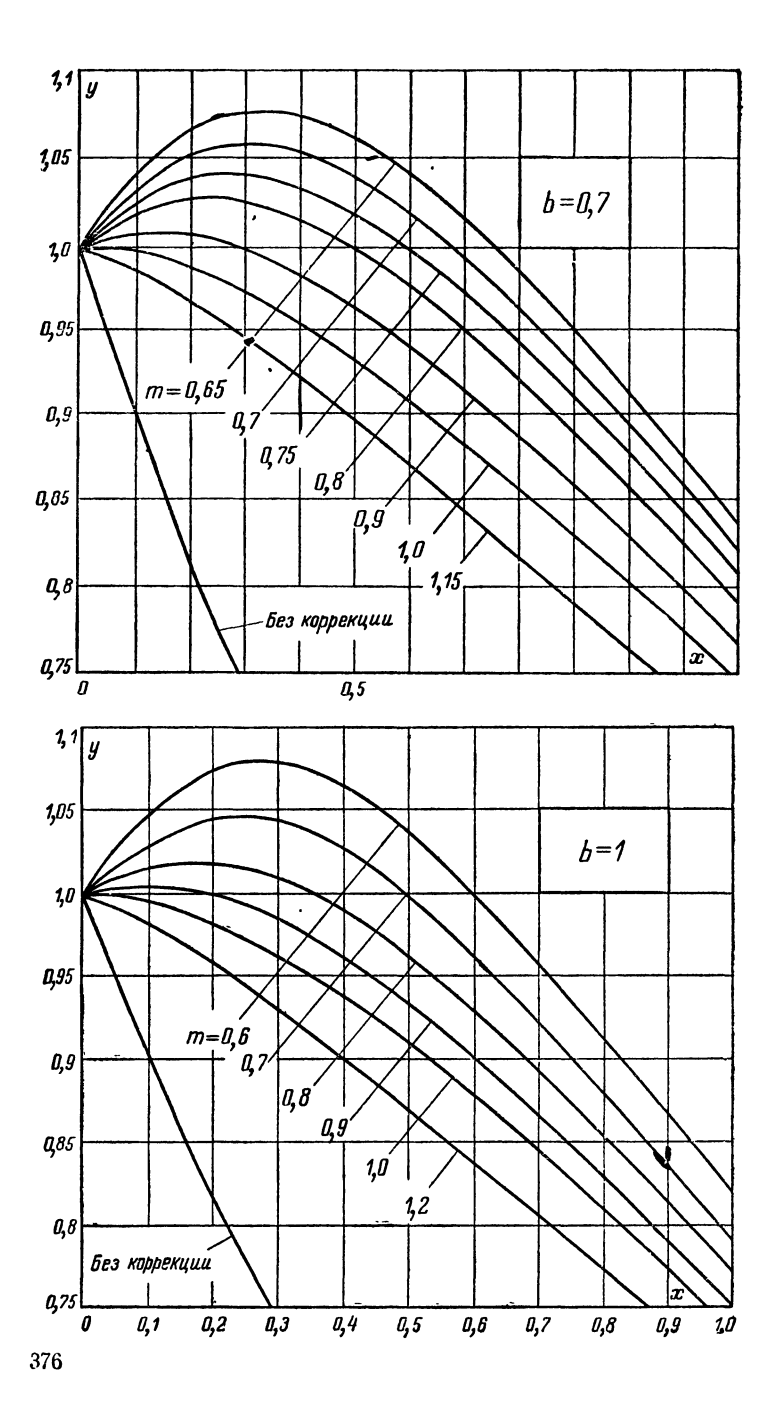


6. СЕМЕЙСТВА НОРМИРОВАННЫХ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В ОБЛАСТИ БОЛЬШИХ ВРЕМЕН КАСКАДА С НИЗКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ЦЕПОЧКОЙ $C_ф R_ф$

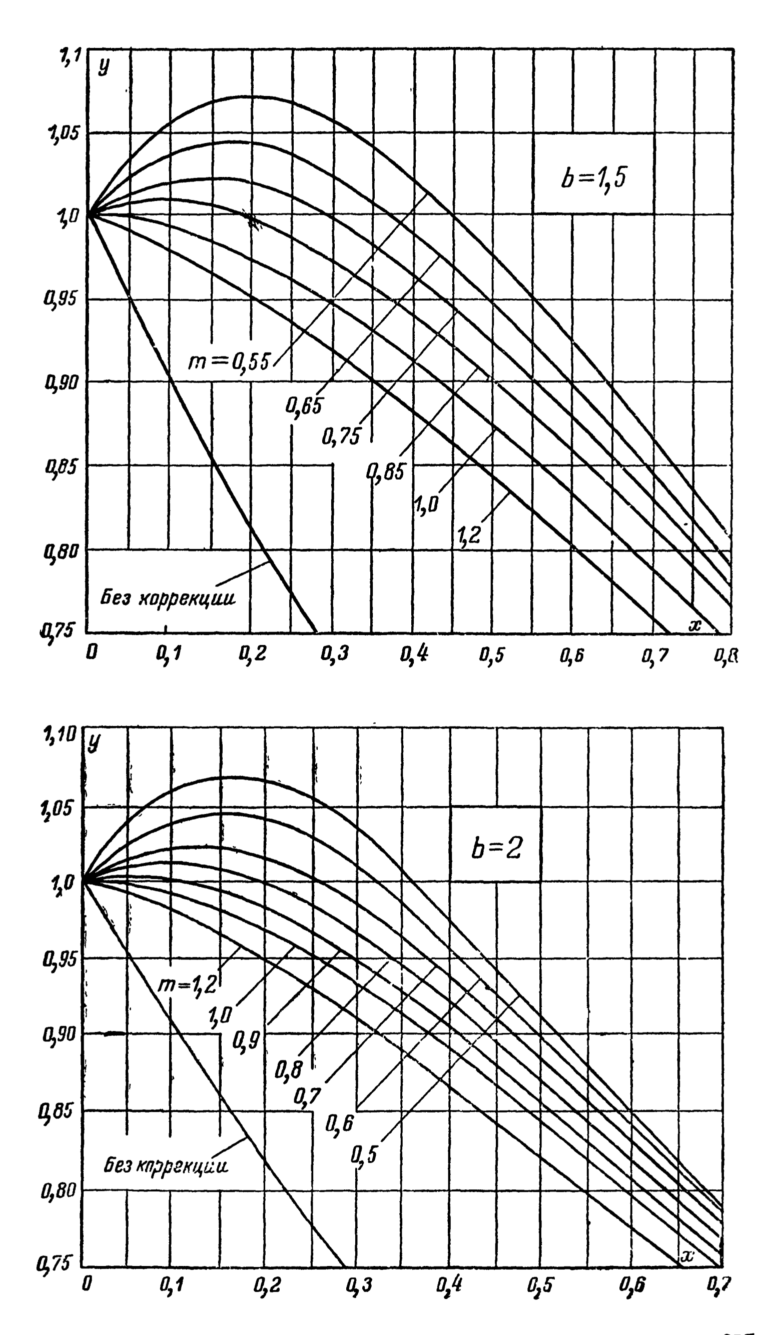



y
b=0,15
m=0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,05
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0
1,5
2,0
2,5
3,0
y
b=0,2
m=0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,05
1,1
Без коррекции
x


y
b=0,3
m=0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0
1,5
2,0
y
b=0,5
m=0,7
0,75
0,8
0,85
0,9
0,95
1,0
1,1
Без коррекции
x
1,1
1,05
1,0
0,95
0,9
0,85
0,8
0,75
0
0,5
1,0



b=0,7
m=0,65
0,7
0,75
0,8
0,9
1,0
1,15
Без коррекции
b=1
m=0,6
0,7
0,8
0,9
1,0
1,2
Без коррекции



y
x
b=1,5
m=0,55
0,65
0,75
0,85
1,0
1,2
Без коррекции
1,1
1,05
1,0
0,95
0,90
0,85
0,80
0,75
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
y
x
b=2
m=1,2
1,0
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
Без коррекции
1,10
1,05
1,0
0,95
0,90
0,85
0,80
0,75
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7

СОДЕРЖАНИЕ

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Цена 1 р. 21 к.